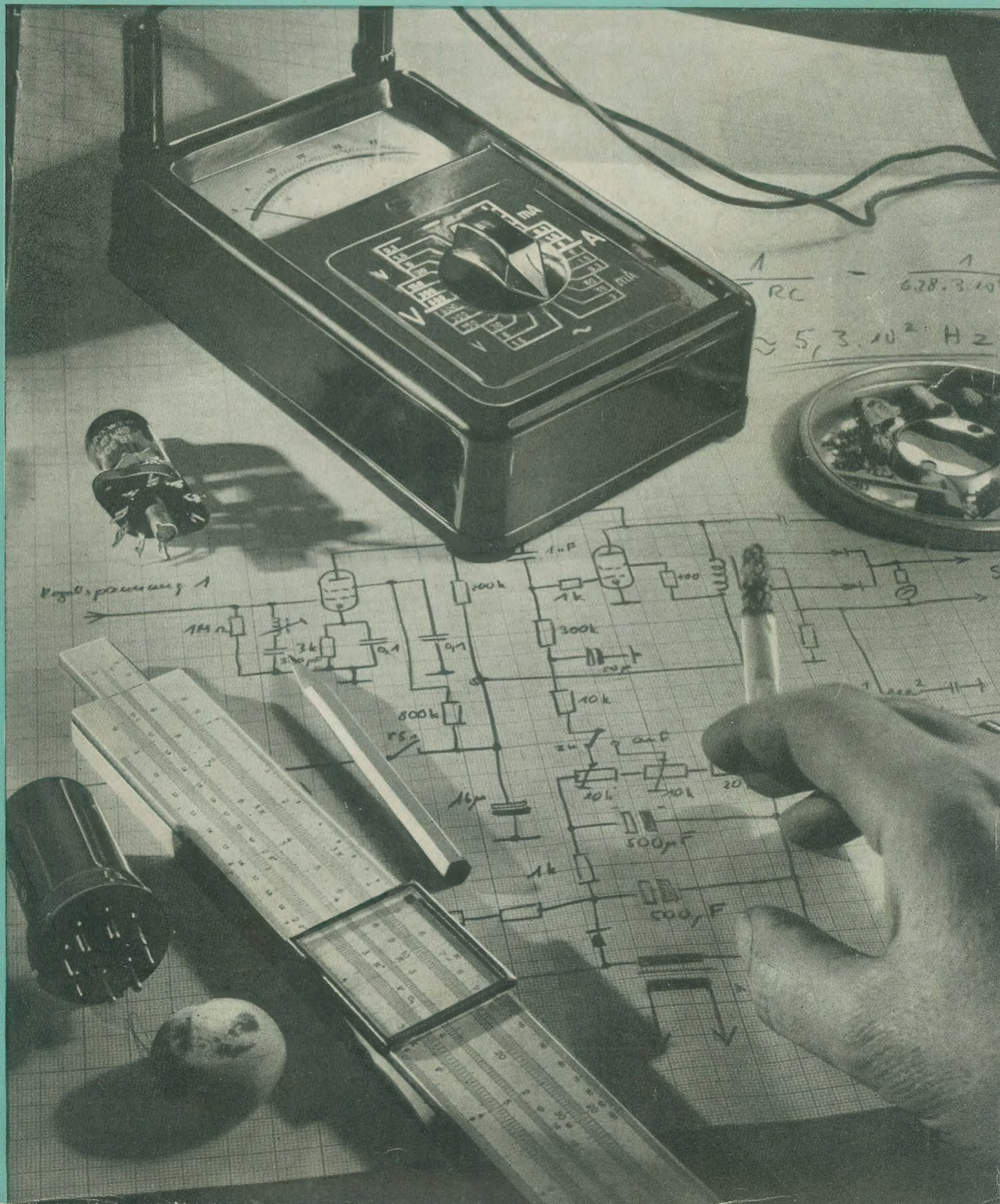
radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

**Mit Bauanleitung
für ein einfaches Richtmikrofon**

8. JAHRGANG · JANUAR 1959
PREIS DM 2,00 · VERLAGSPOSTAMT BERLIN 1



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 2

Dipl-Ing. M. Hegner
Elektronik und Sozialismus 3

Wolfgang Schmidt
Frequenzteilung mit Hilfe der Dekadenzählröhre E 1 T 4

Werner Wunderlich
Schaltungen mit dem Kaltkatoden-Thyratron Z 5823 6

Grundlagen der Elektronik (1) 11

S. Richter und R. Gärtner
Der Taster VA–B–13 13

Der Batterieempfänger B 85 II 18

Werner Taeger
Nochmals: Der Synchrodetektor 19

Hagen Jakubaschk
Einfaches Mikrofon mit umschaltbarer Richtcharakteristik 21

Dipl.-Ing. G. Winkler und
Dipl.-Ing. W. Drechsel
Rauschmessungen an Transistoren Teil 2 und Schluß 23

Neue Transistoren von Telefunken und Valvo 27

Fritz Kunze
Röhreninformation ECL 84 29

Ing. Johannes Schmidt
Steigerung der Arbeitsproduktivität im Prüffeld des VEB Funkwerk Köpenick 31

Referate und Fachbücher 32

OBSAH

Oznamení a stručné zprávy 2

Dipl-Ing. M. Hegner
Elektronika a socialismus 3

Wolfgang Schmidt
Dělění kmitočetu pomocí počítací elektronky dekadicí E 1 T 4

Werner Wunderlich
Zapojení thyratronem se studenou katodou Z 5823 6

Základy elektroniky (1) 11

S. Richter und R. Gärtner
Měnič impedanční VA-B-13 13

Batteriový přijímač B 85 II 18

Werner Taeger
Ještě jednou synchrondetektor 19

Hagen Jakubaschk
Jednoduchý mikrofon s přepinatelnou směrovou charakteristikou 21

Dipl.-Ing. G. Winkler a
Dipl.-Ing. W. Drechsel
Měření šumu u transistorů část 2 a závěr 23

Nové transistory firm Telefunken a Valvo 27

Fritz Kunze
Elektronková informace ECL 84 29

Ing. Johannes Schmidt
Zvýšování produktivity práce v zkušebne poli závodu VEB Funkwerk Köpenick 31

Referaty a Odborné Knihy

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 2

Дипл.-Инж. М. Хегнер
Электроника и социализм 3

Вольфганг Шмидт
Деление частоты с помощью вакуумного счетчика E I T 4

Вернер Вундерлих
Схемы на холоднокатодном тиратроне Z 5823 6

Основы электроники (1) 11

С. Рихтер и Р. Гэртнер
Датчик VA–B–13 13

Батарейный приемник B 85 II 18

Вернер Тэгер
Еще раз о синхронном детекторе 19

Гаген Якубашк
Простой микрофон направленного действия с переключаемой характеристикой 21

Дипл.-инж. Г. Винклер и
дипл.-инж. В. Дрексель
Измерения шумов у кристаллических триодов, Часть 2-ая и окончание 23

Новые кристаллические триоды фирмы Телефункен и Вальво 27

Фриц Кунце
Информация: характеристики новых ламп ECL 84 29

Инж. Иоганнес Шмидт
Повышение производительности труда в испытательном цеху нар. предпр. „Функверк Кёпеник" 31

Рефераты и Специальная литература 32

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze

radio und fernsehen
Chefredakteur: Johannes Brettschneider
Verantw. Redakteur: Klaus K. Streng
Lizenznummer: 5227

Alleinige Anzeigenannahme: DEWAG-Werbung, Berlin C 2, Rosenthaler Straße 25-31 und alle DEWAG-Filialen in den Bezirksstädten.
Gültige Preisliste Nr. 5

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Nachdruck und Auszüge nur mit Genehmigung des Verlages. Alle weiteren Rechte vorbehalten.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin
für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter; der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Für das Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Petschatni proizvedenia, Sofia, Léguè 6
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, P. O. B. 50 und Hsin Hua Bookstore, Peking, P. O. B. 329
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: C. L. D. C. Baza Carte, Bukarest, Cal Mosilor 62—68
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Postovy urad 2
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

CONTENTS

Information and Reports 2

Dipl.-Ing. M. Hegner
Electronics and Socialism 3

Wolfgang Schmidt
Frequency Division Using the Decade Counter Tube E 1 T 4

Werner Wunderlich
Circuits Using the Cold-Cathode Thyratron Z 5823 6

Principles of Electronics (1) 11

S. Richter und R. Gärtner
The Electronic Impedance Converter VA-B-13 13

The Battery-Operated Receiver B 85 II 18

Werner Taeger
Again: The Synchrodetector 19

Hagen Jakubaschk
Simple Microphone with Adjustable Directional Pattern 21

Dipl.-Ing. G. Winkler and
Dipl.-Ing. W. Drechsel
Noise Measurements on Transistors Part 2 and End 23

New Transistors of Telefunken and Valvo 27

Fritz Kunze
Tube Information ECL 84 29

Ing. Johannes Schmidt
Increase of the Productivity of Labour in the Testing Departments of VEB Funkwerk Köpenick 31

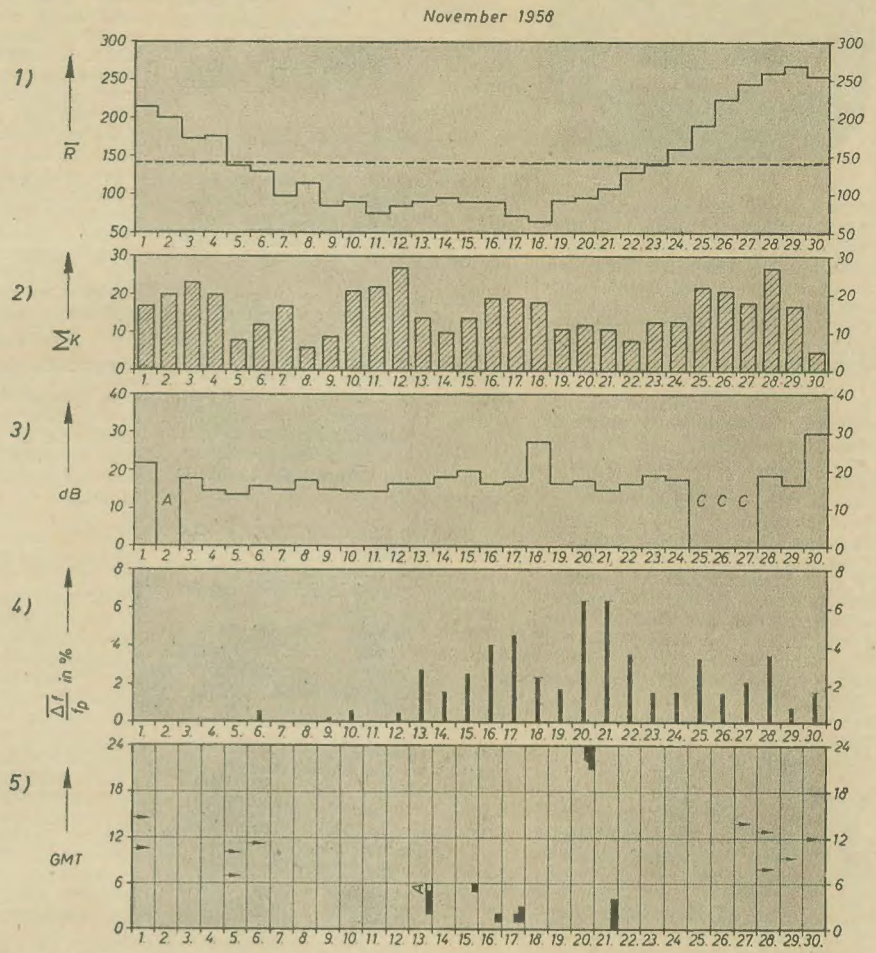
Review and Technical Books 32

Titelbild:

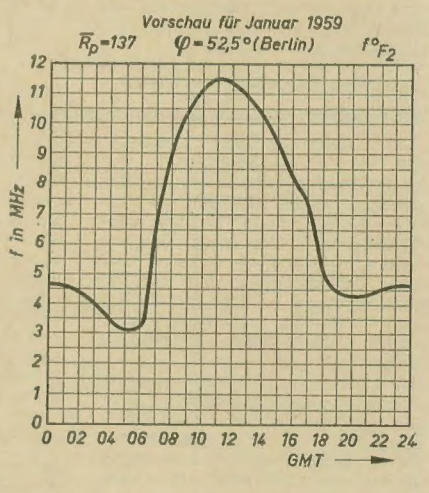
Am Anfang jedes neuen Gerätes, jeder neuen Schaltung steht die Entwicklung
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Nov. 1958 und Vorschau für Jan. 1959

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) *Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)*
2) *Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)*
3) *Mittagsdämpfung auf 3,86 MHz*
C = Gerätestörung A = Abdeckung
4) *Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)*
$\Delta f = f_p - f_m$ für $f_p < f_m$ $\Delta f = 0$
f_p = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) *relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert*
$\frac{\Delta f}{f}$ = 18...29 %
= 30...39 %
= 40...49 %
= 50 % und darüber
Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes A ≧ 60 γ bezogen auf eine Stunde
Streuecho *Abdeckung durch E-Schicht*



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Ein Frequenzmesser mit elektronischem Zähler
- Stand der Senderöhrentechnik in der DDR
- Hinweise für den Bau von Transistormultivibratoren
- Berechnung und Anwendung der Anodenbasisstufe, Teil 2 und Schluß
- Tonreporter KMG 1 — ein zweckmäßiges Gerät?
- Teilautomatische Widerstandsfertigung

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Ein neuer Fernsehsender** im Band I, Kanal 4, nahm in der Deutschen Demokratischen Republik am 8. Dezember 1958 den Versuchsbetrieb auf. Sein Standort ist in der Nähe von Calau bei Cottbus, seine Sendefrequenzen sind: 62,25 MHz (Bild) und 67,75 MHz (Ton).

▼ **Eine Fernseh-Richtfunkverbindung zwischen Frankreich und der Schweiz** ist seit Ende Oktober in Betrieb. Der Normenwandler — das Französische Fernsehen arbeitet bekanntlich nach der 819-Zeilennorm — befindet sich auf schweizerischer Seite.

▼ **Ein auf dem Prinzip der Elektrolumineszenz** basierender Bildschirm wird gegenwärtig in der Sowjetunion entwickelt. Sein Hauptbestandteil ist eine Schicht aus Halbleiterstoff, die von zwei durchsichtigen Platten eingeschlossen wird. Auf diese Weise können Fernsehbilder von beliebiger Größe erzeugt werden.

▼ Der VEB Glashütter Uhrenbetriebe hat eine **Schiffsuhr mit Kontakten** zum Anschluß eines Kabels entwickelt. Bei Beginn der Funksperrzeit — in jeder Stunde zweimal drei Minuten zum Auffangen eventueller SOS-Rufe — kann so am Arbeitsplatz des Schiffsfunkers automatisch und mit höchster Zeitgenauigkeit eine Lampe aufleuchten bzw. ein Klingelzeichen ertönen.

Im Dokumentarfilmstudio der DEFA in Berlin wurden Mitte Dezember Musikaufnahmen nach dem Buttenbergschen Verfahren für räumliche Schallwiedergabe durchgeführt. Die Aufnahmen sollen Anfang nächsten Jahres in einem Filmtheater der DDR vor einem geladenen Kreis von Fachleuten und Laien vorgeführt werden.

▼ **Herr Dipl.-Ing. Martin Vieweger,** Leiter der Abteilung Forschung und Entwicklung im VEB RAFENA-Werke Radeberg, ist mit dem Ehrentitel „Verdienter Techniker des Volkes" ausgezeichnet worden.

▼ Das 110-kV-Umspannwerk Magen im Bereich des rheinisch-westfälischen Elektrizitätswerkes wird neuerdings **über Funk ferngesteuert.** Die Funkanlage der Unterstation, die Fernwirkgeräte sowie die erforderlichen Zusätze für die Mitbenutzung der Anlage für den UKW-Sprechfunkdienst lieferte die Standard Elektrik Lorenz AG.

▼ Wie wir vom VEB Funkwerk Erfurt erfuhren, wurde die **Fertigung des Kleinstoszillografen „Oszi 40"** [Siehe Bauanleitung in radio und fernsehen 13 (1958) S. 411, und 14 (1958) S. 457] von der Firma Verstärkertechnik K.-G. Böthner in Berlin NO 18, Neue Königstraße 80a, aufgenommen.

▼ **Die erste elektronische Rechenmaschine der DDR** wurde im WTGB, Berlin, entwickelt. Diese bereits auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1957 ausgestellte Analogierechenmaschine (elektronischer Modellregelkreis) findet hauptsächlich für Berechnungen in der Regeltechnik Verwendung [r. u. f. 7 (1957) S. 207]. Die zur Zeit im VEB Funkwerk Dresden erprobte Rechenmaschine ist die erste Digitalrechenmaschine der DDR.

Zum XXI. Parteitag der KPdSU:

Bedeutender Ausbau des Fernmeldewesens im Siebenjahrplan

In den sieben Jahren von 1959 bis 1965 wird das Kabelnetz in der SU verdoppelt und die Funkrelaisstrecken werden ungefähr um das Sechsfache erweitert. Gegenwärtig können mit den in der Sowjetunion vorhandenen Geräten auf einer Relaisstrecke bis zu 600 Ferngespräche geführt und außerdem Fernsehprogramme über weite Entfernungen übertragen werden.
Mit den in der Zukunft zu verwendenden Koaxialkabeln können einwandfrei bis zu 1900 Ferngespräche gleichzeitig geführt und Fernsehprogramme übertragen werden. Die südwestliche Koaxialkabelhauptstrecke wird die Sowjetunion mit den Hauptstädten einer Reihe von Ländern verbinden und den Austausch von Fernsehprogrammen mit diesen Ländern ermöglichen.
In der bevorstehenden Siebenjahresperiode werden die Fernmeldeverbindungen so ausgebaut, daß in nicht allzu ferner Zeit der Telefonverkehr zwischen den Städten automatisiert werden kann, daß heißt, daß die Teilnehmer die Gesprächspartner in jeder beliebigen Stadt direkt anwählen können. Direkter Wählverkehr besteht bereits zwischen Moskau und Leningrad, Moskau und Gorki und in einigen anderen Richtungen.
Während in der Sowjetunion 1950 insgesamt drei Fernsehstudios bestanden und lediglich 14 800 Fernsehgeräte in Betrieb waren, gab es bis Ende 1958 bereits über 60 Fernsehsender und 2,5 Millionen Fernsehgeräte. Bis 1965 wird sich die Anzahl der Fernsehsender fast verdreifachen und die Zahl der Fernsehteilnehmer auf ungefähr fünfzehn Millionen erhöhen; das heißt, daß bis zum Ende der Siebenjahresperiode fast alle dichtbesiedelten Bezirke des Landes Fernsehprogramme empfangen können.

Ein Netz von Atomkraftwerken

befindet sich zur Zeit in der Sowjetunion im Bau. In den Gebieten von Leningrad und Woronesh entsteht je ein Atomkraftwerk mit zwei Reaktoren, die eine Leistung von 420 MW abgeben werden. Andere Werke, bei Uljanow und im Ural, sollen bei Fertigstellung 50 bzw. 100 MW erzeugen.

Die Erprobungen des Zyklotrons im Krakauer Kernforschungszentrum

sind erfolgreich verlaufen. Nach dem Atomreaktor, der im Sommer 1958 in der Nähe von Warschau in Betrieb genommen wurde, ist das Zyklotron die zweite große kernphysikalische Anlage, die die Sowjetunion an Volkspolen geliefert hat.

Wiederherstellung des Gehörs durch elektronische Hilfsmittel

Professor André Djourno und seinen Assistenten an der Medizinischen Fakultät der Sorbonne, Paris, gelang es, das Gehör von vollständig tauben Personen auf elektronischem Wege wenigstens teilweise wiederherzustellen.
Die erste erfolgreiche Operation soll bereits im Jahre 1957 in Paris durchgeführt worden sein: Eine winzige Induktionsspule (24 mm Länge) wurde mit dem unversehrt gebliebenen Gehörnerv verbunden. Drei Tage nach der Operation konnte der Patient bereits Worte verstehen, die in ein Mikrofon gesprochen wurden.
Der Ausgang des Mikrofonverstärkers wurde zu diesem Zweck an eine Spule angeschlossen, die in unmittelbarer Nähe des Schädels des Patienten angebracht wurde.
Nach einigen Monaten konnte der Patient etwa 75 % der gesprochenen Worte auf diese Weise verstehen. Interessant ist die Tatsache, daß der Geheilte auch elektroakustische Eindrücke aufnahm, die jenseits der üblichen oberen Frequenzgrenze des menschlichen Gehörs liegen (Ultraschall).
Seit dem ersten gelungenen Versuch wurde die Operation mit Erfolg auch an anderen Patienten durchgeführt. Voraussetzung für das Gelingen ist jedoch, daß die Funktion des Gehörnerven voll erhalten war.

Programm- und ferngesteuerte Werkzeugmaschinen

Von dem Wissenschaftlichen Forschungslaboratorium für Elektroautomatik in der UdSSR wurde eine Programm- und Fernsteuerung für Werkzeugmaschinen entwickelt.
Es wurde eine Einrichtung geschaffen, die nicht nur für Karusseldrehmaschinen, sondern auch für Dreh- und einige andere Werkzeugmaschinen geeignet ist. Das neue System gestattet eine Vollautomatisierung des Werkzeugvorschubs, der Meißelkorrektur (-nachstellung) sowie der Kontrolle des Abnutzungsgrades und des Auswechselns abgenutzter Meißel gegen neue.
Das Steuerungsprogramm für die Arbeit der Werkzeugmaschine wird auf einen Lochstreifen in Binärschlüsseln aufgezeichnet. Zur Lochaufzeichnung dient ein Film mit Löchern in vier Reihen. In diesen Reihen werden die Zahlenwerte festgehalten, durch die die Bewegung des Schneidwerkzeugs, seine Bewegung zum Werkstück und sein Rücklauf sowie sein Eindringen in den Werkstoff bestimmt werden.

Von Zeit zu Zeit läuft der Drehmeißel entsprechend dem in die betreffende Lochreihe des Lochstreifens eingetragenen Programm vom Werkstück zurück und nähert sich einer besonderen Koordinateneinrichtung, wo er selbsttätig ausgerichtet wird. Das Richten erfolgt in zwei Koordinaten.

Hat die Werkzeugabnutzung ihren Grenzwert erreicht, so wird von der Koordinateneinrichtung ein entsprechendes Kommando gegeben. Daraufhin dreht sich der Meißelhalter, und an Stelle des abgenutzten Drehmeißels tritt ein neuer Meißel.

Der Bearbeitungsprozeß kann vom Schaltpult der Fernsteueranlage aus auf dem Bildschirm einer industriellen Fernsehanlage unmittelbar beobachtet werden.

Ferromagnetismus bei niedrigen Temperaturen

Bisher war fast keine ferromagnetische Metallverbindung bekannt, zu deren Bestandteilen keines der ferromagnetischen Elemente – Eisen, Kobalt, Nickel, Chrom, Mangan und einige Seltene Erden – zählte. Das führte zu der Annahme, daß nur solche Metallverbindungen ferromagnetische Eigenschaften besitzen, die mindestens ein ferromagnetisches oder paramagnetisches Element enthalten.

Nun wurde in den Bell Telephone Laboratories, USA, bei der Untersuchung der Eigenschaften einer Zirkonium-Zink-Verbindung ($ZrZn_2$) bei niedrigen Temperaturen die Entdeckung gemacht, daß diese bei Temperaturen unter 35° K ferromagnetisch wird. Ihre ferromagnetischen Eigenschaften sind ähnlich und von gleicher Größenordnung wie die üblicher Ferrite bei Zimmertemperatur.

Fernseh-Weitempfang durch Satelliten-Relaisstationen

Die sowjetische Zeitschrift „Wissen ist Macht" teilt mit, daß in der Sowjetunion ausgereifte Pläne bestehen, eine FS-Relaisstation auf einem Erdsatelliten einzurichten und damit den Empfang des Fernsehprogramms der UdSSR in ganz Europa, Asien, Afrika und Australien zu ermöglichen.
Der Erdsatellit würde in einer Höhe von etwa 35 000 km mit solcher Geschwindigkeit um die Erde rotieren, daß er mit Bezug auf die Erdoberfläche sich ständig am gleichen Punkt befände. Ein Relaissender mit einer Leistung von 2 kW, der zunächst von Sonnenbatterien und später von einem kleinen Kernreaktor gespeist würde, wäre nach Ansicht sowjetischer Fachleute ausreichend. Selbst wenn sich der Satellit nur ein Jahr auf seiner berechneten Bahn bewegte und dann abstürzte, wäre diese Methode immer noch wesentlich billiger als der Bau tausender Fernsehsender und -relaisstationen.

Vom Mond reflektierte Radarsignale wurden bereits von mindestens 30 Amateuren empfangen. Es handelt sich um Signale, die vom Signal-Technischen Laboratorium der US-Armee mit einer Leistung von 1,2 MW (abgestrahlte Leistung) und den Frequenzen 108 und 151,11 MHz auf den Mond gerichtet werden. Die Reflektionen wurden in den USA, Lateinamerika und Europa empfangen.

Achtung!

Das diesem Heft beiliegende Jahresinhaltsverzeichnis für den 7. Jahrgang 1958 kann von unserem Verlag nicht einzeln bezogen werden. Nachfragen sind also zwecklos!
Nachbestellungen von einzelnen Heften unserer Zeitschrift können zweckmäßigerweise direkt beim Zeitschriftenvertrieb unseres Verlages vorgenommen werden.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

8. JAHRGANG · 1. JANUARHEFT 1 1959

Dipl.-Ing. M. HEGNER

Elektronik und Sozialismus

Als Hauptlinien des technischen Fortschrittes im Zeitalter der Großindustrie unterscheidet man:

1. die Elektrifizierung,
2. die Mechanisierung und Automatisierung,
3. die Chemisierung und
4. die Anwendung der Atomenergie.

Alle 4 Hauptrichtungen stehen in engem Zusammenhang untereinander und wirken aufeinander ein. Die Weiterentwicklung auf allen 4 Hauptlinien vollzieht sich unter zunehmender Anwendung der industriellen Elektronik. Greifen wir aus der Fülle der Anwendungsmöglichkeiten nur ein Beispiel heraus, um an diesem einige charakteristische Merkmale der Elektronik zu zeigen:

Die elektrische Widerstandsschweißtechnik beruht darauf, daß z. B. zwei miteinander zu verschweißende Bleche mittels Elektroden unter gleichzeitigem Stromzufluß zusammengepreßt werden. Der elektrische Widerstand der zu verschweißenden Bleche bewirkt, daß an der stromdurchflossenen Stelle die elektrische Energie in Wärme umgesetzt wird, die die beiden Bleche zusammenschweißen läßt. Infolge der hohen Stromstärken geht dieser Vorgang sehr schnell vor sich. Von der Höhe des ausgeübten Druckes, der Zeitdauer und der Höhe des Stromdurchflusses und dem zeitlichen Verlauf beider Hauptfaktoren wird die Qualität und die Quantität des Schweißprozesses bestimmt. Da der die Maschine steuernde Mensch diesen Anforderungen nur sehr unvollkommen gewachsen ist — was sich in einer schlechten bzw. ungleichmäßigen Qualität der Schweißung bei mäßiger Leistung zeigt — war man schon am Anfang der Entwicklung der Widerstandsschweißmaschinen gezwungen, elektrische Steuerungen einzubauen. Die bis vor einigen Jahren fast ausschließlich verwendete elektromagnetische Steuerung konnte mit den steigenden Anforderungen an Qualität und Quantität infolge der ihr eigenen Trägheit nicht Schritt halten. Folgerichtig ging man deshalb zur elektronischen Steuerung über. Während Punktschweißungen des Gütegrades 1 — Punkte hoher Festigkeit und glatter äußerer Oberfläche im Punktbereich — mit anderen Steuerungen kaum erreichbar waren, lassen sich diese bei elektronischer Steuerung nicht nur ohne weiteres ständig erzielen, auch die Schweißzeit konnte durch die nun mögliche Anwendung höherer elektrischer Betriebswerte auf fast ein Neuntel — von 1,4 auf 0.16 s — gesenkt werden. Die Bedenken vieler Betriebsingenieure gegen die Anwendung elektronischer Steuerungen, wegen ihrer Empfindlichkeit gegenüber rauhem Betrieb und der komplizierten Fehlersuche und Reparatur, können durch moderne Konstruktionsprinzipien und die volle Ausnutzung der Vorteile der industriellen Elektronik praktisch zerstreut werden. Als Beispiel für eine moderne zweckentsprechende Lösung seien hier die Widerstandsschweißmaschinen des VEB Lokomotivbau Elektrotechnische Werke Hans Beimler hervorgehoben. Diese werden zur Zeit in vier Größen, nämlich mit 30, 60, 120 und 250 kVA Anschlußwert sowohl als Punkt-(PA), als auch als Nahtschweißmaschinen (PNA) hergestellt. Die elektronische Steuerung für alle 8 Maschinentypen besteht aus den gleichen 10 verschiedenen einschiebbaren Baukästen, die ohne jedes Werkzeug mit einem Handgriff ein- und ausgebaut werden können. Während die PA 30 — entsprechend den geringeren Anforderungen — nur mit 3 Baukästen versehen ist, verwendet die PA 120 alle 10.

Aus diesem Beispiel kann man schon einige der charakteristischen Merkmale der Anwendung der Elektronik in der Industrie herauslesen:

1. Die Anwendung der industriellen Elektronik in der Industrie ermöglicht höchste Genauigkeit der Steuerung bei kürzesten Zeiten. Sie sollte deshalb vordringlich dort eingesetzt werden, wo beide Faktoren notwendige Voraussetzungen für die Verbesserung vorhandener bzw. für die Entwicklung neuer Technologien sind.
2. Die Vorteile der industriellen Elektronik kommen nur dann voll zur Geltung, wenn durch die Anwendung moderner Konstruktionsprinzipien höchste Betriebssicherheit bei kürzester Reparaturzeit möglich ist. Wenn eine elektronische Steuerung auf dem „Bastlerprinzip" aufgebaut ist: „20 Stunden Fehler gesucht, 1 Minute Fehler beseitigt", stellt sie keine Verbesserung, sondern eher eine Belastung des Produktionsprozesses dar.
3. Die allgemeine Gesetzmäßigkeit der fortschreitenden Arbeitsteilung gilt auch für die Entwicklung elektronischer Geräte. Es kommt also darauf an, elektronische Standardbauteile zu entwickeln und serienmäßig zu fertigen, die sich zu den vielfältigsten Geräten zusammenstellen und durch spezielle Anbauteile komplettieren lassen.
4. Die Anwendung der industriellen Elektronik ermöglicht eine um das Vielfache höhere Arbeitsproduktivität. Das hat aber Rückwirkungen auf die Gesellschaft und die Menschen, die in ihr leben. Welcher Art diese Rückwirkungen sind, hängt von der Art der gesellschaftlichen Verhältnisse ab. Über die Konsequenzen der durch die Elektronik ermöglichten Automatisierung im Kapitalismus berichtet Prof. Reinhold („Automatisierung und Arbeiterklasse", „Neues Deutschland" Nr. 129 vom 31. 5. 1956, zitiert nach Kosel: „Produktivkraft — Wissenschaft", Verlag „Die Wirtschaft", Berlin 1957): „Ein klares Beispiel sind die Standard-Auto- und Traktorenwerke in Coventry, wo nach der Automatisierung von 11000 Arbeitern 3000 entlassen werden sollten, was bisher nur dank des entschiedenen Streikkampfes der englischen Arbeiter verhindert werden konnte".

Die amerikanischen Automobilmonopole haben Programme entwickelt, nach denen durch eine weitgehende Automatisierung die Produktion wesentlich gesteigert und die Zahl der Arbeiter von 1000000 auf 200000 reduziert werden soll. Die Automatisierung der Büroarbeit führte bereits zu großen Entlassungen von Angestellten. Der sowjetische Ökonom W. Tscheprokow führt als Beispiel die amerikanische Westchester Bank an, die fast 75% ihres Personals durch elektronische Rechenmaschinen ersetzt hat. Eine englische Versicherungsgesellschaft hat ihre 2400 Angestellten bis auf 70 zur Bedienung der elektronischen Rechenmaschinen entlassen. In den kapitalistischen Ländern wurde für die Entlassungen speziell der Begriff „technologische Arbeitslosigkeit" eingeführt, was zeigt, daß Entlassungen im Ergebnis der Automatisierung im Kapitalismus keine Einzelerscheinungen sind. Herrschen dagegen sozialistische Verhältnisse, so kommt der durch die hohe Arbeitsproduktivität geschaffene Reichtum den Mitgliedern der Gesellschaft anteilig ihren Leistungen zugute. In einer solchen Gesellschaft hat weder eine „technologische" noch irgendeine andere Art der Arbeitslosigkeit Platz. Hier kommen die Vorteile der sozialistischen Planung der Volkswirtschaft, die über den Einsatz der vorhandenen Arbeitskräfte planmäßig verfügt und gleichzeitig die Kaufkraft durch Lohnerhöhungen und Preissenkungen dem Warenangebot angleicht, voll zur Geltung. Die industrielle Elektronik wird hier wirklich zu dem, was die an und mit ihr arbeitenden Techniker und Ingenieure beabsichtigten: ein Helfer des Menschen bei seiner Arbeit und eine Quelle gesellschaftlichen Reichtums und persönlichen Wohlstandes. Aus diesem Grunde ist es die Aufgabe gerade der sozialistischen Länder, die industrielle Elektronik so weitgehend wie möglich anzuwenden. „Der Kapitalismus kann endgültig besiegt werden und wird dadurch endgültig besiegt werden, daß der Sozialismus eine neue, weit höhere Arbeitsproduktivität schafft", sagt Lenin. Der Kapitalismus kann, wie wir gesehen haben, die Möglichkeiten der industriellen Elektronik nicht mehr voll ausschöpfen; für die sozialistische Großproduktion ist sie wesentlicher Bestandteil und unerläßliche Voraussetzung.

WOLFGANG SCHMIDT

Frequenzteilung mit Hilfe der Dekadenzählröhre E 1 T

In der Elektronik steht man bisweilen vor der Aufgabe, eine vorgegebene Impulsfolge um einige Zehnerpotenzen zu untersetzen, so z. B., wenn man genaue Sekundenimpulse gewinnen will. Dabei steigt der Aufwand an Röhren sehr schnell mit dem notwendigen Teilungsverhältnis. Man kann aber diese Aufgabe auch sehr elegant und unter geringstem Aufwand lösen, wenn man statt der üblichen Multivibratorschaltungen E 1 T-Zähldekaden verwenden.

Um den Unterschied zwischen beiden Möglichkeiten deutlich zu zeigen, soll zunächst der notwendige Aufwand bei Verwendung von Multivibratorschaltungen kurz erwähnt werden.

„Klassische" Frequenzteilung

Will man z. B. eine vorhandene Impulsfolgefrequenz im Verhältnis $1 : 10^4$ teilen, gibt es theoretisch beim Verwenden von Multivibratoren zwei Möglichkeiten:

1. Vier Teilerstufen mit einem Teilerverhältnis von $m = 1 : 10$.
2. Hintereinanderschaltung von acht Stufen, bei vier Stufen mit $m_1 = 1 : 2$ und vier Stufen mit $m_2 = 1 : 5$;
$\left(\frac{1}{m_1}\right)^4 \cdot \left(\frac{1}{m_2}\right)^4 = 2^4 \cdot 5^4 = 10^4.$

Zu 1: Theoretisch kann man eine Teilung 1 : 10 mit einem normal synchronisierten Multivibrator erreichen, indem man die Eigenfrequenz durch entsprechende Wahl der Zeitkonstanten des Multivibrators und der Amplitude der synchronisierenden Impulse so einstellt, daß nur jeder zehnte Synchronimpuls einen neuen Kippvorgang auslöst. Praktisch läßt sich aber eine derartige Schaltung nicht realisieren, da sie nur bis zu Teilungsverhältnissen von 1 : 3 relativ unempfindlich ist gegenüber Schwankungen der Eigenfrequenz der Teiler (Röhrenwechsel usw.). Bei größeren Teilungsverhältnissen können Schwankungen leicht zum Ausfallen des Kippvorganges führen. Eine Teilung von $m = 1 : 10$ mit einer Stufe entfällt also von vornherein.

Zu 2: Für diesen Fall läßt sich eine Schaltung finden, die gegenüber Betriebsspannungsschwankungen und Röhrenwechsel unempfindlich ist. Bekanntlich teilt ein gewöhnlicher Multivibrator mit zwei stabilen Gleichgewichtslagen (Flip — Flop!) eine beliebige Impulsfolgefrequenz im Verhältnis 1 : 2 (Bild 1).

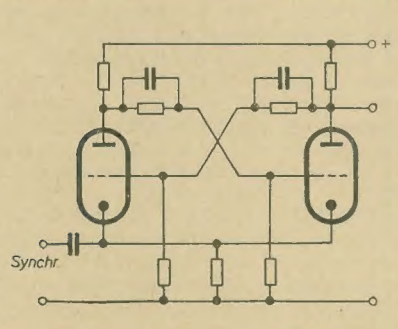


Bild 1: Zweiteiler (bistabiler Multivibrator)

Schaltet man zwei Zweiteiler hintereinander, erhält man also einen Vierteiler. Führt man nun von der letzten Stufe die Ausgangsimpulse auf die erste Stufe zurück, so wird das Teilungsverhältnis um eins vermindert. Ganz allgemein also:

$$m = 1 : (2^n - 1), \qquad (1)$$

n = Anzahl der Stufen.

Bei Rückführung auf die zweite Stufe vermindert sich das Teilungsverhältnis um zwei,

$$m = 1 : (2^n - 2). \qquad (2)$$

Einen Sechsteiler erhält man folglich mit drei Teilerstufen (Zweiteiler) hintereinander, wobei man von der dritten auf die zweite Stufe zurückführt $m = 1 : (2^n - 2) = 1 : (2^3 - 2) = 1 : 6$. Um eine Fünfteilung zu bekommen, muß das Teilungsverhältnis noch um eins vermindert werden, d. h., die Ausgangsimpulse müssen außerdem noch auf die erste Stufe zurückgeführt werden (Bild 2),

$$m = 1 : (2^n - 3) = 1 : (2^3 - 3) = 1 : 5.$$

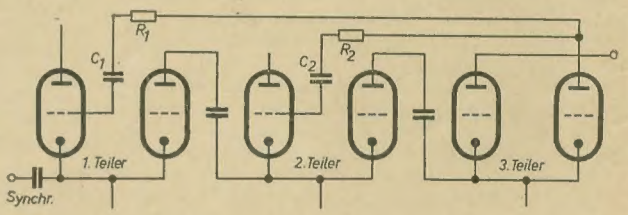


Bild 2: Prinzipschaltbild eines Fünfteilers
R_2, C_2 = Rückführung 1 ($m = 6$)
R_1, C_1 = Rückführung 2
} $m = 5$

Für eine Teilung $m = 1 : 10^4$ sind also $(4 \times 1) + (4 \times 3) = 16$ Doppelröhren (z. B. E 90 CC) notwendig. Das bedeutet aber einen relativ großen Aufwand.

Eleganter ist die Lösung mit vier Zähldekaden, wo nur insgesamt neun Röhren erforderlich sind (4 × E 1 T, 5 × E 90 CC).

Wirkungsweise der E 1 T-Teilerschaltung

Im folgenden wird die Kenntnis der Wirkungsweise der Dekadenzählröhre E 1 T vorausgesetzt (siehe hierzu [1], [2]). Im Prinzip stellt sie eine kleine Katodenstrahlröhre mit zehn verschiedenen stabilen Strahlstellungen dar, die als Zahlen 0 bis 9 auf der Röhre unmittelbar abzulesen sind. Gibt man auf die Ablenkplatten Impulse bestimmter Amplitude, so wird der Elektronenstrahl mit jedem Impuls um eine Zahl weiter (entspricht der nächsten stabilen Stellung!) ausgelenkt. Hat der Strahl die Stellung „9" erreicht, so wird er mit dem folgenden Impuls auf eine Hilfsanode getastet, die ihrerseits einen negativen Impuls abgibt, den man wiederum an eine dahinterliegende Zähldekade weitergeben kann, so daß deren Strahl um eine Einheit weiterrückt. Die Hilfsanode der Zählröhre gibt also nach jedem zehnten Impuls, der auf den Eingang der Dekade gelangt, einen negativen Impuls ab, d. h. die Frequenz der Ausgangsimpulse ist gegenüber der Eingangsfrequenz im Verhältnis 1 : 10 untersetzt. Schaltet man vier solcher Zähldekaden hintereinander, so erhält man mithin eine Teilung $1 : 10^4$.

Aufbau einer Teilerdekade (Zähldekade)

Eine Zähldekade (Teilerdekade) besteht aus einer Zählröhre E 1 T und einer Impulsformerstufe (z. B. E 90 CC).

Die nachgeschaltete Impulsformerstufe dient einmal zum Erzeugen von Impulsen, welche die folgende E 1 T steuern, zum anderen gibt sie gleichzeitig einen negativen Impuls (Rückschlagimpuls) auf das Steuergitter der E 1 T zurück, unterbricht dadurch für kurze Zeit den Strahlstrom und stellt auf diese Weise den Elektronenstrahl von der Hilfsanode wieder auf „Null" (Ausgangsstellung).

Vor die Eingangsröhre einer Teilerschaltung wird ebenfalls eine Impulsformerstufe geschaltet.

Diese Impulsformerstufen sind deshalb notwendig, weil die E 1 T nur auf positive Impulse bestimmter vorgeschriebener Flankensteilheit und Amplitude richtig anspricht. Ist die Anfangssteilheit des Impulses nämlich zu gering, oder die Impulsamplitude zu klein, so kehrt der Elektronenstrahl in seine Ausgangsstellung zurück, die Röhre „zählt" also nicht. Ist die Amplitude zu groß, wird ebenfalls falsch gezählt und der Strahl rückt statt um eine, um zwei oder mehrere Stellungen weiter.

Der auf eine Zählröhre folgende Impulswandler muß anders dimensioniert werden, als die Impulsformerstufe vor der ersten Zählröhre, weil er

1. eine zusätzliche Funktion zu erfüllen hat (Rückstellung des Elektronenstrahls der Vorröhre auf Null!) und
2. der von der Rückschlaganode der E 1 T kommende Impuls in der Regel sehr viel steiler ist als der Eingangszählimpuls.

Dimensionierung des Eingangsimpulsformers

Als Impulsformer eignet sich am besten eine monostabile Kippschaltung, die, wie ihr Name schon sagt, nach jedem Impuls in ihre (stabile) Ruhelage zurückkehrt.

Eine Berechnung dieser Stufe ist nicht sinnvoll, da dies einen ungeheuren Rechenaufwand erfordern würde und para-

sitäre Effekte sowieso nicht exakt zu erfassen sind. Viel eleganter lassen sich die gestellten Forderungen so erfüllen:
Man überlegt, welche Schaltelemente für Flanke und Amplitude hauptsächlich maßgebend sind und ändert diese unter Beobachtung des Impulses auf dem Oszillografenschirm. Man kommt so sehr schnell zu dem gewünschten Ergebnis.
Bei diesen Überlegungen muß man von der Wirkungsweise einer monostabilen Kippschaltung ausgehen (Bild 3, die angegebene Dimensionierung gilt für eine Impulsfolgefrequenz bis 10 kHz).

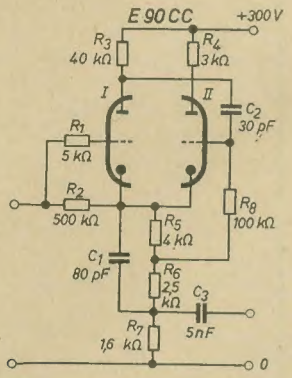


Bild 3: Impulsformerstufe (monostabile Kippschaltung)

Durch unterschiedliche Dimensionierung der Widerstände ist im stabilen Zustand ein System der E 90 CC immer geöffnet, so daß ein Anodenstrom fließt, der über den Katodenwiderstand einen Spannungsabfall zur Folge hat. Der Spannungsabfall über R_5 liefert für Gitter II eine negative Vorspannung und sperrt damit das zweite System. Gibt man nun auf Gitter I einen negativen Impuls, so sinkt der Strom durch System I und damit auch der Spannungsabfall über R_3. Das Potential an Anode I steigt also fast sprunghaft an. Diese Änderung wird über C_2 auf Gitter II übertragen und tastet dieses in den positiven Bereich, so daß durch System II ein Strom fließt, der gemäß des kleineren R_4 viel stärker ist, als der Strom durch das erste System. Demgemäß wird das Katodenpotential so stark vergrößert, daß System I stromlos wird. Inzwischen lädt sich C_2 auf. Der Ladestrom durch R_8 wird also immer geringer und damit auch die positive Gittervorspannung an Gitter II. Mit dem Potential von Gitter II wird gleichzeitig auch das Katodenpotential wieder geringer (exponentieller Abfall!), bis es einen Wert erreicht hat, bei dem schließlich wieder ein Strom durch System I fließt.
Damit sinkt das Potential von Anode I (Spannungsabfall über R_3 steigt!). Diesen negativen Spannungsstoß erhält Gitter II, System II wird stromlos, C_2 entlädt sich über System I. Die Entladung erfolgt dabei mit einer Zeitkonstanten

$$\tau_{ent} = C_2 [(R_5 + R_8 + R_1) \,||\, R_a], \qquad (3)$$

d. h., in dieser Zeit fällt die Spannung auf den e-ten Teil des Maximalwertes ab.
Nach Entladung von C_2 ist der stabile Anfangszustand wieder hergestellt. Mit Eintreffen des nächsten negativen Impulses an Gitter II beginnt der Vorgang von neuem.

Aus dieser Betrachtung geht eindeutig hervor, daß für die Abfallflanke der Impulse im wesentlichen C_2 und R_8 (Aufladung), für die Amplitude R_7 verantwortlich sind. Man wird also diese Schaltelemente ändern, wenn der Impuls nicht den gestellten Forderungen entspricht.

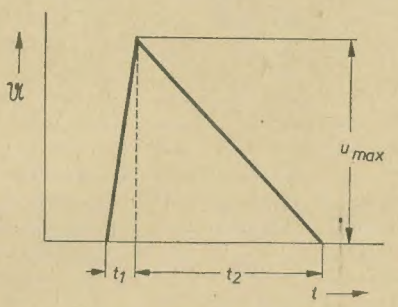


Bild 4: Amplitude und Flankensteilheit der geformten Zählimpulse

Bild 4 zeigt die allgemeinen Forderungen für die Impulsformierung (Flankensteilheit usw.), wobei $11{,}5\ V < u_{max} < 16\ V$ oder $u_{max} = 13{,}6\ V \pm 18\%$ ist. t_2 kann für kleine Zählgeschwindigkeiten (bis 10 kHz Impulsfolgefrequenz am Eingang) $> 23\ \mu s$ sein und $t_1 \approx 1\ \mu s$.
Mit der Dimensionierung nach Bild 3 wurden erreicht:

$u_{max} = 14\ V$,
$t_1 = 0{,}7\ \mu s$ (Anstieg),
$t_2 = 22\ \mu s$ (Abfall).

Für die Anstiegssteilheit des Impulses ist dabei die Kippgeschwindigkeit vom stabilen in den quasistabilen Zustand maßgebend. Zur Stabilisierung wird die Röhre stark gegengekoppelt. Um jedoch ein Abbremsen des Kippvorganges infolge der Gegenkopplung zu verhindern, überbrückt man einen Teil des Katodenwiderstandes durch einen Kondensator (C_1), der so dimensioniert ist, daß bei schnellen Änderungen (Kippvorgang) nur R_7 (d. h. ein Teil der Gegenkopplung) und bei langsamen Änderungen der gesamte Katodenwiderstand (volle Gegenkopplung) wirksam wird.

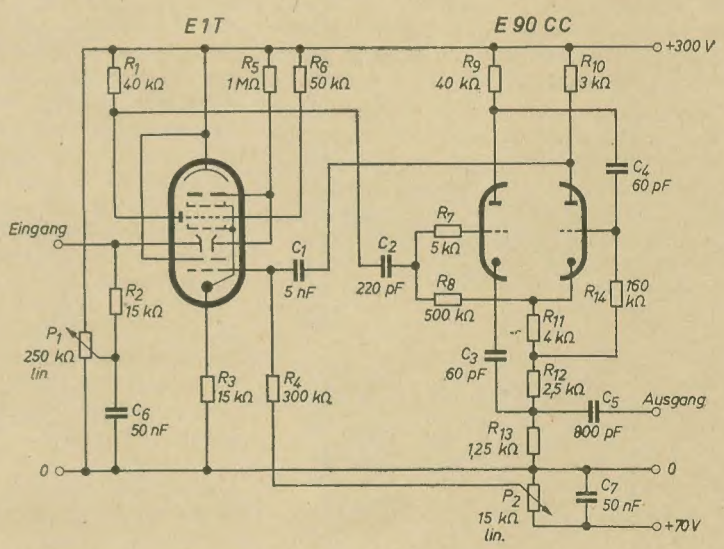


Bild 5: Frequenzteilerdekade für 10-kHz-Eingangsimpulsfolgefrequenz

Gesamtschaltung

Eine erprobte Teilerschaltung für eine Impulsfolgefrequenz von 10 kHz zeigt Bild 5. Die Teilerstufe liefert Impulse mit einer Anstiegsflanke von etwa 0,5 μs und einer Impulsamplitude von 13,6 V.

Zusammenfassung

Verwendet man zur Frequenzteilung statt der üblichen Multivibratorenschaltungen E1T-Zähldekaden, so lassen sich bei geringstem Aufwand und großer Teilgenauigkeit hohe Teilungsverhältnisse erzielen.
Es wurde beschrieben, wie der Frequenzteiler aufzubauen ist und wie die notwendigen Impulsformerstufen zu dimensionieren sind.
Eine Frequenzteilung auf dieser Basis ist nur bei Eingangsfrequenzen bis zu 100 kHz möglich, da oberhalb dieser Frequenzen das stabile Arbeiten der Dekadenzählröhre erhebliche Schwierigkeiten bereitet.
Ein großer Vorteil solcher Frequenzteilung ist, daß man die genaue Arbeitsweise der Stufe sofort ohne großen Aufwand kontrollieren und eventuelle Ungenauigkeiten leicht abstellen kann. Bedingung für genaue Teilung ist, daß sämtliche Zahlen von Null bis Neun auf den Zählröhren vom Elektronenstrahl gleichmäßig durchlaufen und keine Zahlen übersprungen werden. Außerdem darf der Elektronenstrahl in den einzelnen Stellungen nicht „zittern", sondern muß vollkommen ruhig stehen.

Literatur

[1] Van Oberbeck, Jonker, Rodenhuis: Eine Dezimalzählröhre für hohe Zählgeschwindigkeiten; Philips' Technische Rundschau, 12 (1953)

[2] E. J. van Barnefeld: Schaltungen für schnelle Zählungen mit der Dekadenzählröhre; Philips' Technische Rundschau, 10 (1955)

[3] R. Kretzmann: Handbuch der industriellen Elektronik (1954)

[4] R. Kretzmann: Schaltungsbuch der industriellen Elektronik (1955)

[5] J. Czech: Der Elektronenstrahloszillograf (1955)

[6] W. Dillenburger: Einführung in die Deutsche Fernsehtechnik (1953)

[7] Feustel, Schmidt: Großer Beleg über Impulsfrequenzteiler 10000 : 1 und elektronisches Zählgerät; Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren, T. H. Dresden (1956/57)

WERNER WUNDERLICH

Schaltungen mit dem Kaltkatoden-Thyratron Z 5823

Elektronische Geräte haben durch ihre besonderen Vorteile viele Geräte anderer Konstruktionsprinzipien verdrängt. Durch die Elektronik sind die Lösungen vieler technischer Aufgaben und Probleme überhaupt erst möglich geworden. Dennoch begegnet man immer wieder einzelnen Praktikern, die der Einführung elektronischer Geräte skeptisch gegenüberstehen. Der häufigste Einwand, den sie vorbringen, ist der, daß elektronische Geräte ihrer Meinung nach nicht betriebssicher genug sind. Bei einigen Gerätegruppen wird außerdem bemängelt, daß sie nicht sofort nach dem Einschalten betriebsbereit sind oder einen zu hohen Eigenverbrauch (Heizleistung) besitzen.

Bis vor einiger Zeit war diese Kritik zum Teil durchaus berechtigt. Es ist z. B. nicht vorteilhaft, in der Netzschutztechnik die bekannten und bewährten elektromagnetischen Relais durch elektronische Relais zu ersetzen, die Röhren mit geheizter Katode enthalten. Diese Relais müssen monatelang, oft länger als ein Jahr, betriebsbereit sein, bevor sie auch nur einmal in Funktion treten. Dann dürfen sie aber auch auf keinen Fall versagen. Dabei ist eine Wartung der Relais in kürzeren Abständen als einem halben Jahr oft wirtschaftlich nicht tragbar. Auf der anderen Seite ist man jedoch gezwungen, nach neuen Möglichkeiten zu suchen, da die immer notwendiger werdenden kürzeren Schaltzeiten bereits jetzt durch elektromagnetische Relais vielfach nicht mehr erreicht werden.

Durch die Entwicklung des Kaltkatoden-Thyratrons Z 5823 (vom VEB Werk für Fernmeldewesen) wurden die genannten Nachteile behoben, so daß viele Geräte der industriellen Elektronik geschaffen werden können, die Geräten anderer Konstruktionsprinzipien in mancher Hinsicht überlegen sind.

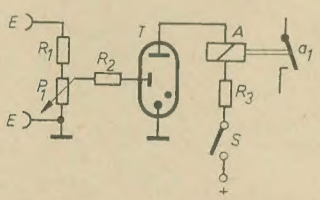


Bild 1: Elektronisches Spannungsrelais

Nachdem in radio und fernsehen 17 (1957) S. 535 bereits vom Dipl.-Phys. R. Geßner eingehend der Aufbau und die Arbeitsweise des Kaltkatoden-Thyratrons Z 5823 dargelegt wurde, werden im folgenden einige Schaltungen verschiedener Aufgabengebiete beschrieben.

Im Bild 1 ist ein elektronisches Spannungsrelais dargestellt. Der Schalter S soll zunächst geschlossen sein. Übersteigt die an den Eingangsbuchsen E liegende Gleichspannung einen vorgegebenen und mit dem Potentiometer P_1 eingeregelten Spannungswert, so wird das Thyratron gezündet. Durch den jetzt eintretenden Stromfluß wird das elektromagnetische Hilfsrelais (A) betätigt. Natürlich kann das Hilfsrelais auch durch einen Widerstand ersetzt werden. Der an diesem Widerstand auftretende Spannungsabfall im gezündeten Zustand des Thyratrons kann ebenfalls für weitere Steuerzwecke verwendet werden. Die gleiche Funktion, die dieses elektronische Spannungsrelais ausübt, kann allerdings auch durch ein elektromagnetisches Relais allein bewirkt werden. Es wäre also festzustellen, welche Vorteile das elektronische Relais gegenüber dem elektromagnetischen Relais besitzt.

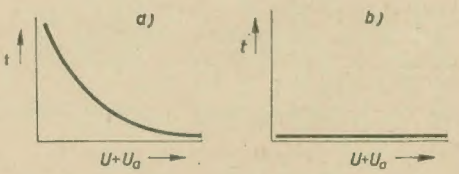


Bild 2: Kennlinie für die Ansprechzeit eines elektromagnetischen Relais (a) und die eines elektronischen Relais (b)

Einen für viele Anwendungszwecke wesentlichen Vorteil des elektronischen Relais zeigt ein Vergleich der Kennlinien für die Ansprechzeiten bei beiden Relais (Bild 2a und 2b). Aus der Kennlinie für das elektromagnetische Relais (Bild 2a) ist zu ersehen, daß mit kleiner werdender Spannungsdifferenz (für die Ansprechspannung U und die auslösende Überspannung $U + U_a$) die Ansprechzeit des Relais größer wird. Dagegen bleibt sie, wie im Bild 2b gezeigt ist, für das elektronische Relais stets gleich. Bei der rein elektronischen Schaltung des Spannungsrelais liegen die Verhältnisse außerdem so, daß die Ansprechzeit des elektromagnetischen Relais um etwa drei Größenordnungen höher liegt, als die des elektronischen Relais. Die sehr erheblichen Ansprechzeitunterschiede ergeben sich daraus, daß ein elektromagnetisches Spannungsrelais aus einem messenden Relais sowie einem „ausführenden" Relais besteht.

Ein weiterer Vorteil ist die außerordentlich geringe Leistungsaufnahme des elektronischen Relais im Ruhezustand, die bei einer Nennspannung von 100 V und einem Eingangswiderstand von z. B. 2 MΩ nur 5 mW beträgt. Ein elektromagnetisches Relais hat demgegenüber eine wesentlich höhere Leistungsaufnahme.

Die Betätigungsspannung kann beim elektronischen Relais eine Gleich- oder eine Wechselspannung sein, und ist bei Wechselspannung außerdem in weiten Grenzen frequenzunabhängig. Benutzt man als Betriebsspannung für das Thyratron eine Wechselspannung, so erhält das Spannungsrelais ein sehr kleines Halteverhältnis, was für viele Anlagen wichtig ist.

Ein weiterer Vorteil gegenüber dem elektromagnetischen Relais ist der relativ große Einstellbereich.

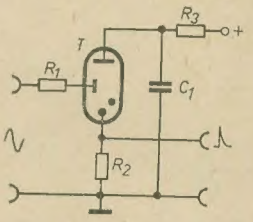


Bild 3: Impulsformer

Eine Abart des Spannungsrelais stellt der im Bild 3 gezeigte Impulsformer dar. Der Kondensator C_1 soll zunächst auf die Betriebsspannung über den Widerstand R_3 aufgeladen sein. Sobald die über R_1 an der Hilfsanode liegende Wechselspannung, bei einem positiven Wechsel, die für die Zündung des Thyratrons notwendige Spannung erreicht hat, setzt die Zündung ein. Der Kondensator C_1 kann sich nun über R_2 und das Thyratron entladen. R_3 ist so zu bemessen, daß der Kondensator C_1 vor dem Erreichen der für die Zündung notwendigen Spannung an der Hilfsanode, durch den nächsten positiven Wechsel aufgeladen ist. C_1 wird so gewählt, daß er durch das gezündete Thyratron möglichst rasch so weit entladen wird, daß das Thyratron erlischt. Je schneller das Thyratron erlischt, desto steiler wird die Rückflanke des Impulses. Die Vorderflanke ist stets außerordentlich steil. Die Impulse werden an der Katode des Thyratrons abgenommen.

Bild 4 zeigt ein einfaches elektronisches Zeitrelais. In die Zuleitung zur Hilfsanode wird ein RC-Glied geschaltet, mit dem eine Zeitverzögerung von einigen Millisekunden bis 60 Sekunden erzielt wird. Schon diese einfache Schaltung eines elektronischen Zeitrelais besitzt bedeutende Vorteile gegenüber elektromagnetischen Zeitrelais.

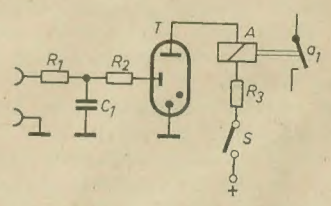


Bild 4: Zeitrelais

Bei den elektromagnetischen Zeitrelais wird die Zeitverzögerung für den Bereich von etwa 0,5···30 Sekunden im allgemeinen durch ein Ankerhemmwerk erzielt. Damit ergeben sich für die elektromagnetischen Relais folgende ernste Fehlermöglichkeiten, die das elektronische Relais nicht aufweist:

Korrosion der Achsenlagerspitzen beim Ankerhemmwerk, durch die die Funktion des Relais in Frage gestellt werden kann und die eine Wartung im Abstand von höchstens vier Monaten in allen Anlagen notwendig macht, in denen ein Versagen des Relais zu größeren materiellen Schäden führen kann. Ferner kann es zu einem Nachlassen der Elastizität der Spann- oder Rückholefedern kommen. Das Relais erfüllt zwar meist noch seine Funktion, aber nur mit großer Abweichung von der eingestellten Sollzeit. Bei Relais, die für Steuerzwecke verwendet werden und in kurzen und kürzesten Zeitabständen schalten müssen, erreicht die Lebensdauer selten mehr als 100000 Schaltungen, wobei mit sehr seltenen Ausnahmen das Ankerhemmwerk zuerst versagt. Bei einem elektronischen Relais wurde nach der angegebenen Schaltung vom Verfasser ein Dauerversuch durchgeführt, der sich etwa über sieben Monate erstreckte. Das Relais versagte erstmals nach mehr als 23 Millionen Schaltungen. Die Ursache für das Versagen war eine Justierungsveränderung der Kontaktfedern des eingebauten Hilfsrelais RH 91 (des VEB Elektro-Apparate-Werke J. W. Stalin), das damit dennoch eine sehr scharfe Bewährungsprobe überraschend gut bestanden hatte. Interessant ist ein Vergleich der Streubereiche der beiden Zeitrelais. In der Tabelle sind die gemessenen Streubereiche der beiden Zeitrelais wiedergegeben.

	Elektromagnetisches Zeitrelais mit Ankerhemmwerk t in s	Elektronisches Zeitrelais (Bild 4) t in s
Einstellwert 2 s		
gemessener Mittelwert	1,67	2,07
Streuband	0,15	0,03
max. Abweichung vom Sollwert	−0,44	+0,09
Einstellwert 4 s		
gemessener Mittelwert	3,79	3,96
Streuband	0,08	0,06
max. Abweichung vom Sollwert	−0,25	−0,08
Einstellwert 5 s bzw. 6 s		
gemessener Mittelwert	4,74	6,04
Streuband	0,32	0,07
max. Abweichung vom Sollwert	−0,32	+0,07

Der Streubereich der verwendeten Zeitmeßeinrichtung betrug in beiden Fällen 0,02 s.

Die Tabellenwerte zeigen deutlich die Überlegenheit des elektronischen Relais hinsichtlich der eingehaltenen Genauigkeit. Das elektronische Relais ist in dieser einfachen Schaltung natürlich spannungsabhängig. Das braucht nicht immer ein Nachteil, sondern kann vielfach sogar ein Vorteil sein, wie z. B. bei der Einschaltverzögerung für die Anodenspannung bei Gleichrichtern und Stromrichtergefäßen. Hierbei kann durch die Spannungsabhängigkeit auf den Heizzustand der Gleichrichterröhren Rücksicht genommen werden. Wenn keine Spannungsabhängigkeit gewünscht wird, muß die Spannung stabilisiert sein, die den Kondensator auf die für die Zündung erforderliche Hilfsanodenspannung auflädt.

Noch kleinere Streubereiche der Ablaufzeit erhält man durch die modifizierte Grundschaltung (Bild 5). Die Schaltung arbeitet wie folgt: Der Kondensator C_1,

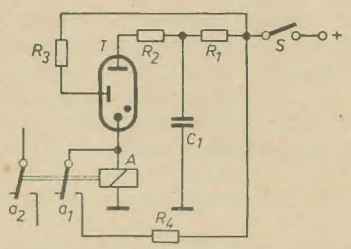


Bild 5: Modifiziertes Zeitrelais

der zusammen mit dem Widerstand R_1 das zeitbestimmende Glied bildet, wird über den Widerstand R_1 aufgeladen. Die Hilfsanode des Thyratrons liegt über den Widerstand R_3 ständig an der Betriebsspannung. Es kann selbstverständlich auch ein Spannungsteiler vorgesehen werden. Die Röhre ist also ständig vorgezündet. Sobald nun C_1 die für die Zündung der Katoden-Anodenstrecke erforderliche Spannung erreicht hat, die über den Widerstand R_2 an der Anode liegt, zündet die Röhre, wodurch das Relais anspricht. Nach dem Ansprechen hält sich das Relais über den eigenen Kontakt a_1. Diese Maßnahme ist erforderlich, da der Kondensator C_1 durch das Thyratron schneller entladen wird, als er über den Widerstand R_1 aufgeladen ist. Das Thyratron erlischt wieder nach kurzer Zeit. Dadurch ergibt sich eine außerordentlich hohe Lebensdauer für das Thyratron und damit für das gesamte Zeitrelais. Die Verzögerungszeiten, die sich durch eine RC-Kombination erreichen lassen, liegen bei etwa 60 Sekunden. Sollen längere Verzögerungszeiten erreicht werden, so kann ein additives Zeitrelais, wie es in zweistufiger Ausführung im Bild 6 dargestellt ist, benutzt werden.

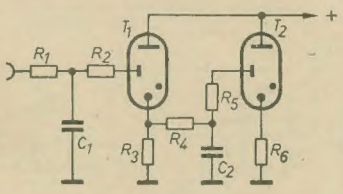


Bild 6: Additives Zeitrelais

Nach der Aufladung des Kondensators C_1 über den Widerstand R_1 auf die für die Zündung des Thyratrons T_1 erforderliche Hilfsanodenspannung zündet T_1. Durch den am Widerstand R_3 entstehenden Spannungsabfall wird der Kondensator C_2 über den Widerstand R_4 auf die für die Zündung des Thyratrons T_2 erforderliche Hilfsanodenspannung aufgeladen. Die Verzögerungszeit für das Zünden des Thyratrons T_2 ist also in diesem Falle von der Zeitkonstante der RC-Kombination und von der Höhe des Spannungsabfalles an R_3 abhängig. Es lassen sich mehrere Verzögerungsglieder hintereinanderschalten.

Zur wechselseitigen Schaltung zweier Vorgänge im vorgegebenen Zeitabstand eignet sich die Schaltung nach Bild 7. Nach Anlegen der Betriebsspannung durch Schließen des Schalters S_1 wird die Taste S_2 so lange gedrückt, bis der Kondensator C_2 über den Widerstand R_2 auf die Zündspannung für die Hilfsanode des Thyratrons T_1 aufgeladen ist und das Thyratron T_1 gezündet hat. S_2 kann nun geöffnet werden. Der a_3-Kontakt des A-Relais schließt gleichzeitig den Kondensator C_2 kurz, um ihn zu entladen. Der weitere Vorgang des gegenseitigen Zündens der Thyratrons läuft nun automatisch ab. Durch den Anodenstrom des Thyratrons T_1 ergibt sich am Widerstand R_1 ein Spannungsabfall. Nun wird der Kondensator C_3 über den Widerstand R_3 aufgeladen, bis die am Kondensator C_3 und damit an der Hilfsanode des Thyratrons T_2 entstehende Spannung zur Zündung von T_2 ausreicht. Der b_3-Kontakt des B-Relais schließt gleichzeitig den Kondensator C_3 kurz, um ihn zu entladen. Durch die Zündung des Thyratrons T_2 wird der Strom durch den Widerstand R_5 erhöht und damit der an ihm auftretende Spannungsabfall. Zu diesem Zeitpunkt ist jedoch der Kondensator C_1 noch auf die an R_1 abfallende Spannung aufgeladen. Dadurch vermindert sich die

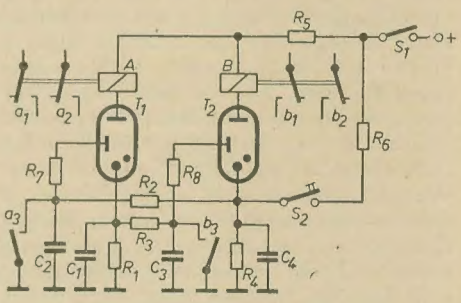


Bild 7: Wechselzeitrelais

zwischen Katode und Anode des Thyratrons T_1 liegende Spannung unter den Wert der notwendigen Brennspannung und das Thyratron T_1 erlischt, wodurch das A-Relais abfällt und seine Kontakte öffnet. Durch den jetzt am Widerstand R_4 auftretenden Spannungsabfall wird über den Widerstand R_2 wieder der Kondensator C_2 aufgeladen und der Vorgang beginnt von neuem. Durch den einsetzenden Stromfluß des gezündeten Thyratrons T_1 wird jetzt aber T_2 erlöschen, so daß das B-Relais abfällt und seine Kontakte öffnet. Der Vorgang des gegenseitigen Zündens und Löschens wird so lange aufrechterhalten, bis der Schalter S_1 geöffnet wird. Durch die in den Anodenleitungen der Thyratrons liegenden Relais können Schaltvorgänge durchgeführt werden. Die Schalt- und Pausenzeiten für jeden Vorgang hängen von der Bemessung der Zeitglieder R_2C_2 und R_3C_3 ab.

Für viele Zwecke der Automatisierung von Produktionsabläufen werden lichtgesteuerte Relais benötigt. In den Bildern 8a und 8b sind lichtgesteuerte Relais dargestellt, die nur einen geringen Aufwand an Schaltmitteln benötigen. Nach der Schaltung im Bild 8a spricht das Relais bei Ausfall der Beleuchtung an, im Bild 8b

dagegen spricht das Relais bei einsetzender Beleuchtung der Fotozelle an. Für das Verständnis der Arbeitsweise genügt die Beschreibung der Schaltung nach Bild 8a. Die Fotozelle F liegt parallel zum Widerstand R_2 des hochohmigen Spannungsteilers (R_1, R_2), dessen Widerstände gleich groß sind. Solange die Fotozelle beleuchtet wird, fließt durch sie ein Fotostrom. Das bedeutet, daß ihr endlicher innerer Widerstand jetzt parallel zum Widerstand R_2 liegt. Dadurch wird die Spannung, die über den Widerstand R_3 an der Hilfsanode des Thyratrons liegt, unter dem Zündwert des Thyratrons gehalten. Wird die Beleuchtung der Fotozelle F unterbrochen, so geht ihr innerer Widerstand gegen Unendlich und die an R_3 entstehende Spannung bringt das Thyratron zum Zünden. Das Relais wird damit zum Ansprechen gebracht. Der Widerstand R_4 begrenzt den Anodenstrom auf den zulässigen Wert.

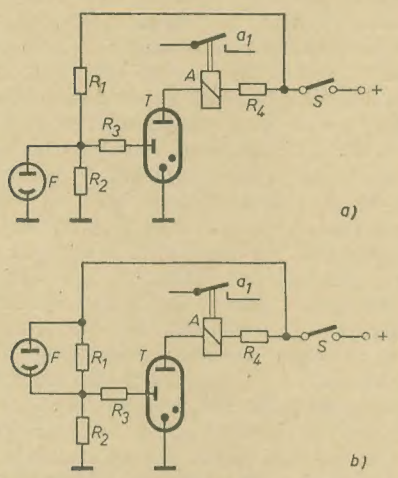


Bild 8: Relais spricht bei Beleuchtungsunterbrechung der Fotozelle an (a), Relais spricht bei Beleuchtung der Fotozelle an (b)

Die Steuerung eines Schaltvorganges durch zwei aufeinanderfolgende Lichtimpulse läßt sich mit einer im Bild 9 dargestellten Schaltung durchführen.

Ein die Fotozelle F treffender Lichtimpuls bringt das Thyratron T_1 zur Zündung. Das A-Relais spricht an und betätigt den a_2-Kontakt. Mit geringer Verzögerung, die durch entsprechende Justierung erreicht werden kann, wird durch das A-Relais der a_1-Kontakt in die Stellung „II" gebracht. Bei Auftreffen eines weiteren Lichtimpulses auf die Fotozelle F wird das Thyratron T_2 gezündet, wobei T_1 wieder erlischt. Dadurch fällt auch das A-Relais in der Anodenleitung des Thyratrons T_1 wieder ab und betätigt seinen Kontaktsatz. Weitere Lichtimpulse haben nun keinen Einfluß mehr, bis durch kurzzeitiges Öffnen des Schalters S auch T_2 wieder erlischt.

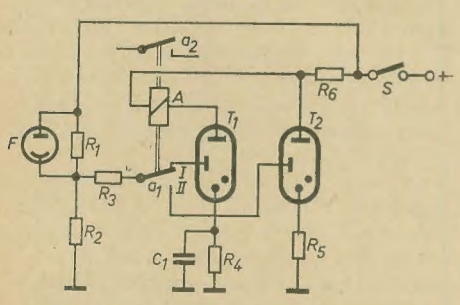


Bild 9: Lichtgesteuerte Relaisschaltung (Einschalten erfolgt beim ersten Lichtimpuls, Ausschalten beim folgenden Lichtimpuls

Sollen auch die folgenden Lichtimpulse in der Weise wirksam werden, daß der dritte Lichtimpuls wie der erste wirkt usw., dann ist der Widerstand R_5 durch einen Kondensator zu überbrücken.

Liegt die Fotozelle F parallel zum Widerstand R_2, so wird der Schaltvorgang jedesmal bei Unterbrechung des Lichtstrahles eingeleitet.

Die Schaltung im Bild 9 eignet sich jedoch nur für Lichtimpulse, die von einer Lichtquelle ausgehend direkt zur Fotozelle gelangen. Bild 10 zeigt eine Schaltung, die sich auch für reflektiertes Licht eignet und bei der die Steigerung der Empfindlichkeit durch eine Verstärkerröhre erzielt wird. Man wählt für diesen Zweck eine möglichst steile Pentode. Am Widerstand R_2 entsteht ein Spannungsabfall, der als automatisch erzeugte Gittervorspannung die Röhre weitgehend sperrt. Die Fotozelle liegt zwischen Gitter und Schirmgitter. Solange die Fotozelle belichtet ist, wird durch die an das Gitter der Röhre gelangende positive Spannung die negative Gittervorspannung weitgehend aufgehoben. Dadurch fließt ein Anodenstrom, der am Widerstand R_5 in der Anodenleitung einen Spannungsabfall erzeugt. R_5 muß so groß gewählt werden, daß bei belichteter Fotozelle die an der Anode der Verstärkerröhre anliegende Spannung etwa 50···60 V beträgt, und bei unbelichteter Fotozelle etwa 100 V. Dadurch wird erreicht, daß die nachgeschalteten Thyratrons sicher zünden bei belichteter Fotozelle dagegen kann auf keinen Fall eine unerwünschte Zündung eintreten.

Sobald also der auf die Fotozelle fallende Lichtstrahl unterbrochen wird, steigt die an der Anode der Verstärkerröhre anliegende Spannung, so daß die für die Starterelektroden der nachgeschalteten Thyratrons benötigte Zündspannung sicher erreicht bzw. überschritten wird.

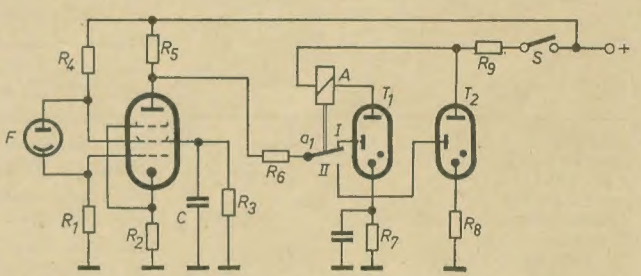
Die Schaltung läßt sich zu einem elektronischen Torschalter für Zeitmessungen nach dem Impulszählverfahren erweitern, wie im Bild 11 gezeigt ist.

In der Katodenleitung des Thyratrons T_1 befindet sich der Widerstand R_{10}, an dem bei Zündung von T_1 ein Spannungsabfall erzeugt wird, der über den Gitterableitwiderstand R_{11} dem Gitter der Verstärkerröhre $Rö_2$ zugeführt wird. $Rö_2$ ist durch den Widerstand R_{12} stark negativ vorgespannt und damit weitgehend gesperrt. Buchse 1 wird mit dem Ausgang eines Normalfrequenzgenerators verbunden, der eine dekadische Frequenz liefert. Sobald T_1 gezündet hat, wird die negative Gittervorspannung an der Verstärkerröhre $Rö_2$ so weit kompensiert, daß an $Rö_2$ der normale Arbeitspunkt eingestellt wird. Die verstärkte Normalfrequenz gelangt nunmehr über die Kondensatoren C_5 und C_6, sowie über das Potentiometer P_1 zur Buchse 2. Von dort aus wird sie einem elektronischen Impulszählgerät zugeführt.

Beim Erlöschen des Thyratrons T_1 wird die Zählung der Normalfrequenzschwingungen über die Röhre $Rö_2$ zum elektronischen Impulszähler wieder gesperrt. Eine nachfolgende Messung wird durch kurzzeitiges Öffnen des Schalters S angefordert. Bei Verwendung der Normalfrequenz 10 kHz läßt sich mit diesem Gerät und einem elektronischen Impulszähler bereits eine Genauigkeit der Zeitmessung von $2 \cdot 10^{-4}$ erzielen. Die Schaltung kann benutzt werden, um die Umlaufgeschwindigkeit langsam rotierender Teile zu messen.

Ein ähnlicher Torschalter läßt sich auch für eine Betätigung durch elektrische Impulse verwenden. Der Verstärkerteil mit der Fotozelle entfällt hierbei. Der Thyratronteil ist nach der Schaltung im Bild 12 zu gestalten. Die steuernden positiven

Bild 10: Lichtgesteuerte Relaisschaltung (größere Empfindlichkeit



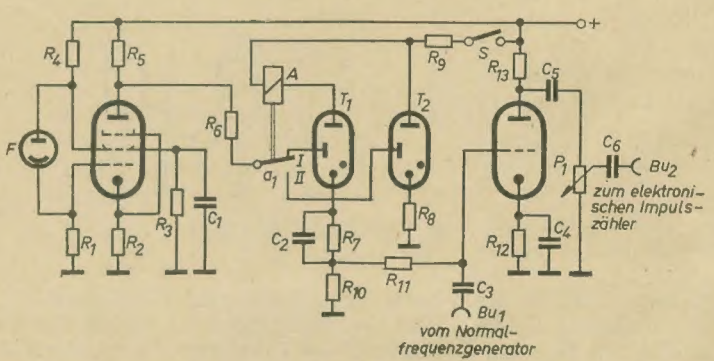


Bild 11: Torschalter für Zeitmessung durch Impulszählung

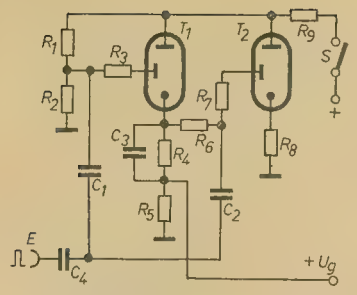


Bild 12: Torschalter für Steuerung durch Impulse

Impulse werden über die Kondensatoren C_1 und C_2 den Hilfsanoden beider Thyratrons zugeführt. Nach Schließen des Schalters S wird die Hilfsanode des Thyratrons T_1 über den Spannungsteiler (R_1, R_2) positiv vorgespannt, ohne daß die Spannung zur Zündung ausreicht. Durch den ersten eintreffenden Impuls, der etwa 20 μs breit sein soll, wird T_1 gezündet. Durch den jetzt auftretenden Spannungsabfall an R_4 und R_5 wird T_2 positiv vorgespannt. Der zweite eintreffende Impuls zündet jetzt T_2. Durch die Zündung von T_2 wird in der bekannten Weise T_1 wieder zum Erlöschen gebracht. Der an R_5 auftretende Spannungsabfall kann zur Steuerung einer Verstärkerröhre, gegebenenfalls auch eines Transistors verwendet werden.

Für viele Zwecke, z. B. bei Sortier- und Verpackungsmaschinen oder für bestimmte Meßverfahren, ist es erforderlich, daß nach dem Einschalten eines Stromkreises durch den ersten Lichtimpuls nicht schon der zweite Impuls die Ausschaltung vornimmt, sondern beispielsweise erst der sechste Impuls. Diese Aufgabe löst die im Bild 13 dargestellte Schaltung, die auf dem Prinzip der Ringzählerschaltung aufgebaut ist.

Zunächst ist die Hilfsanode des Thyratrons T_1 über den Spannungsteiler (R_1, R_2) positiv vorgespannt. Durch den ersten an E gelangenden positiven Impuls wird T_1 gezündet. Durch den damit an R_5 und R_6 entstehenden Spannungsabfall wird die Hilfsanode des Thyratrons T_2 positiv vorgespannt. Der nächste bei E ankommende Impuls zündet jetzt auch T_2, ohne daß T_1 erlöschen kann. Durch den jetzt fließenden Anodenstrom entsteht zwar ein Spannungsabfall am Widerstand R_9, jedoch bleibt die Spannung an der Anode von T_1 unverändert. Die beim Zünden von T_1 am Widerstand R_6 abgreifbare Spannung, die Schalt- oder Torspannung, bleibt also auch nach der Zündung von T_2 bestehen. Durch den nun auftretenden Spannungsabfall am R_{10} wird die Hilfsanode des Thyratrons T_3 positiv vorgespannt. Der nächste eintreffende Impuls zündet T_3. Dabei erlischt aber T_2, dessen Aufgabe jetzt erfüllt ist, da T_2 und T_3 über den gleichen Vorwiderstand in der Anodenleitung betrieben werden. So wird ein Thyratron nach dem anderen durch die aufeinander folgenden Impulse gezündet, bis schließlich T_n gezündet wird. Bei der Zündung von T_n erlischt aber T_1, da beide über einen gemeinsamen Vorwiderstand in der Anodenleitung betrieben werden. Damit ist also auch die Spannung an R_6 abgeschaltet. Durch kurzzeitiges Öffnen des Schalters S wird der Torschalter wieder betriebsbereit. Das kann z. B. auch durch ein in der Anodenleitung von T_n liegendes Wischerrelais erfolgen.

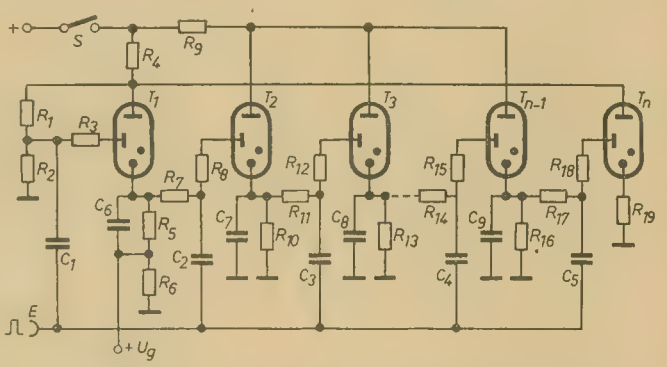
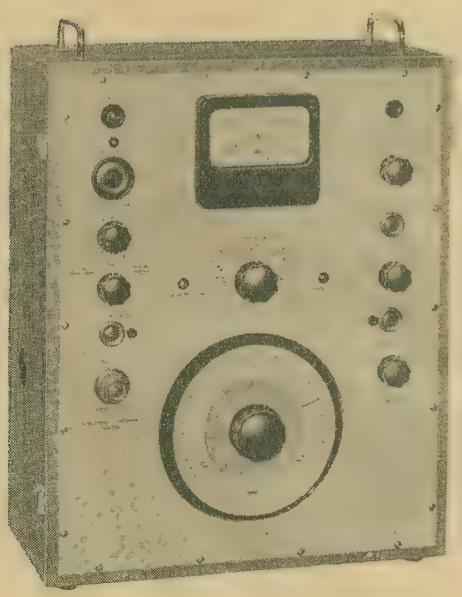


Bild 13: Torschalter für Steuerung durch jeden n-ten Impuls für n ≤ 10

Wie aus den gezeigten Beispielen zu ersehen ist, bietet die Verwendung von Kaltkatoden-Thyratrons eine Fülle von Möglichkeiten für die elektronische Schaltungstechnik.

Terzfilteranalysator Typ 2110 (A/S Brüel & Kjaer), Dänemark



Terzfilteranalysator Typ 2110, A/S Brüel & Kjaer, Naerum/Dänemark

Dieses Gerät ermöglicht neben der üblichen Pegelmessung eine schnelle und genaue Terzanalyse, wie sie besonders bei Geräusch- und Schwingungsmessungen erforderlich ist. Darüber hinaus ist der Terzfilteranalysator Typ 2110 durch seine echte Effektivwertanzeige als hochempfindliches Röhrenvoltmeter sowie zur Bestimmung von Klirrfaktoren gut verwendbar.

Der Analysierbereich von 35 Hz bis 35 kHz ist in 30 Stufen zu je $^1/_3$ Oktave aufgeteilt. Mit Hilfe des Zusatzfilters Typ 1619 kann bereits von 14 Hz ab analysiert werden. Die Seitendämpfung der dreikreisigen Bandfilter beträgt 52 dB/Oktave.

Alle Filter liegen eingangsseitig parallel hinter einem zweistufigen Vorverstärker und können daher mit einer relativ großen Geschwindigkeit ausgangsseitig umgeschaltet werden, ohne daß Störungen durch Einschwingvorgänge auftreten. Die Betätigung des Wahlschalters kann von Hand oder durch einen äußeren Motor automatisch erfolgen. Die Mittenfrequenz des jeweils eingeschalteten Filters wird auf einer großen beleuchteten Skala angezeigt.

In Verbindung mit dem Pegelschreiber Typ 2304 kann ein Frequenzspektrogramm vollautomatisch auf vorgedrucktem, geeichtem Registrierpapier in minimal 20 Sekunden aufgezeichnet werden.

Ein wesentlicher Vorzug des Analysators Typ 2110 ist seine umschaltbare Anzeigecharakteristik. Man kann wahlweise den Spitzen-, Effektiv- oder Arithmetischen Mittelwert des eingehenden Signals messen. Der Anzeigefehler liegt bei Signalen, deren Verhältnis Spitzenwert/Effektivwert = 5 beträgt, noch unter 0,5 dB.

In der Stellung „linear" arbeitet das Gerät als Verstärker oder Röhrenvoltmeter mit einem Frequenzbereich von 2 Hz bis 35 kHz. Zur Messung von tiefen Frequenzen ist die Dämpfung des Anzeigeinstrumentes entsprechend einstellbar.

Für Lautstärkemessungen enthält der Terzfilteranalysator die drei phon-Filter nach DIN.

Eine siebenpolige abgeschirmte Buchse gestattet den unmittelbaren Anschluß eines B & K-Meßmikrofons. Dabei werden die notwendigen Speisespannungen dem Gerät entnommen.

Das Synchronisieren von Kippgeräten

Die Spannungen im Fernsehempfänger haben in der Hauptsache einen impulsförmigen Verlauf. Infolgedessen muß der zu ihrer Prüfung verwendete Oszillograf zur unverzerrten naturgetreuen Wiedergabe einen Meßverstärker mit einer einwandfreien Sprungcharakteristik und ein synchronisierfähiges Kippgerät besitzen.
Der Oszillograf gehört im Prinzip zur Gruppe der Spannungsmeßgeräte. Er ist dabei jedem Zeigerinstrument — auch dem Röhrenvoltmeter — überlegen. Er kann den gesamten Informationsinhalt einer Spannung, nämlich die Amplitude, die Kurvenform und die Frequenz gemeinsam und gleichzeitig erfassen. Gerade diese Eigenschaften machen den leistungsfähigen Oszillografen zu einem der wichtigsten Hilfsmittel im Fernseh-Service.

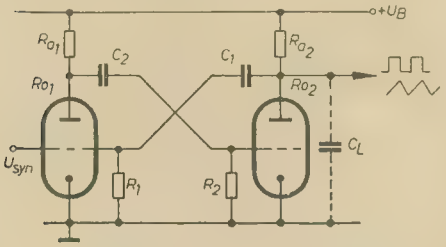


Bild 1: Prinzipschaltung des Multivibrators

Im folgenden soll die Steuerung des im Oszillografen eingebauten Kippgerätes (durch Synchronisierung) näher untersucht werden.
Der Multivibrator ist die Grundschaltung für den Aufbau eines Kippgerätes mit Elektronenröhren oder Transistoren. Im Bild 1 ist die bekannte Schaltung eines Röhrenmultivibrators wiedergegeben. Geht man davon aus, daß das Gitter der Röhre 1 stark negativ und somit die betreffende Röhre gesperrt ist, während in der Röhre 2 ein Strom fließt, so ist das Anodenpotential der Röhre 1 gleich der Speisespannung U_B. Entsprechend der aus R_1 und C_1 gebildeten Zeitkonstanten wird sich der Kondensator C_1 zunehmend bis zum Stromeinsatzpunkt entladen. Der nun beginnende Stromfluß in der Röhre 1 verursacht ein Absinken ihres Anodenpotentials. Das Gitter der Röhre 2 erhält jetzt einen negativen Spannungsstoß. Damit sinkt der Strom in dieser Röhre und ihr Anodenpotential steigt. Über den Kondensator C_1 gelangt jetzt ein positiver Stromstoß an das Gitter der Röhre 1. Diese wird nun völlig leitend. Durch das weitere Absinken ihres Anodenpotentials und des dadurch bedingten negativen Spannungsstoßes auf das Gitter der Röhre 2 wird diese nunmehr gesperrt.
Der gleiche Vorgang wiederholt sich nun in umgekehrter Richtung. Die Schaltung, die einen rückgekoppelten, zweistufigen RC-Verstärker darstellt, arbeitet somit unstabil als Oszillator für Rechteckspannungen. Ist die Schaltung symmetrisch aufgebaut, d. h., die beiden Zeitkonstanten R_1C_1 und R_2C_2 sind gleich groß, so ist auch die Ausgangsspannung symmetrisch (Mäanderform). Bei unterschiedlichen Zeitkonstanten für die beiden Systeme erhält man einen impulsförmigen Spannungsverlauf. Schaltet man einen Kondensator C_L parallel zur Röhre 2 (im Bild 1 gestrichelt dargestellt), so erhält man statt der impulsförmigen Spannung, die für ein Kippgerät benötigte Sägezahnform. Die Aufladung von C_L erfolgt durch die Speisespannung U_B über den Anodenwiderstand R_{a_2} der Röhre 2, während die Röhre selbst gesperrt ist. Im geöffneten Zustand der Röhre entlädt sich der Kondensator über den Röhreninnenwiderstand. Mit dieser Schaltung, dem freischwingenden Sägezahngenerator, dessen Frequenz durch die genannten Zeitkonstanten und die Ladezeitkonstante $T_L = C_L \cdot R_{a_2}$ bestimmt wird, sind die wesentlichen Bedingungen für ein Kippgerät gegeben.
Um jedoch ein stehendes Bild von dem Meßvorgang auf dem Schirm der Katodenstrahlröhre zu erhalten, muß ein Gleichlauf der Kippfrequenz mit der Meßfrequenz erzwungen werden. Hierzu bedarf es einer zusätzlichen Steuerung des freilaufenden Multivibrators durch eine Synchronisierspannung. Diese Spannung, die man z. B. aus dem Meßsignal gewinnen und dem Ausgang des Vertikalverstärkers entnehmen kann, wird entweder direkt oder über eine besondere Synchronisierverstärkerstufe dem Steuergitter der ersten Röhre des Multivibrators zugeführt. Man spricht in diesem Falle von „interner Synchronisierung". Verwendet man zu diesem Zweck das Signal einer besonderen Spannungsquelle, die eines Schwebungssummers, eines RC-Generators usw., so bezeichnet man diese Methode als „externe Synchronisierung". Die Synchronisierung ist von drei Faktoren abhängig, nämlich der Phasenlage, der Amplitude und der Periodendauer der Synchronisierspannung. Eine Synchronisierung ist nur dann möglich, wenn die Periodendauer kleiner als die Periodendauer des freilaufenden Multivibrators ist. Daher besitzt das synchronisierte Kippgerät eine kürzere Periodendauer als der freilaufende Multivibrator.
Wird nun eins der beiden Gitter nicht mehr an das Katodenpotential, sondern über einen Widerstand an eine negative Gittervorspannung gelegt (Bild 2), so kann der bereits beschriebene

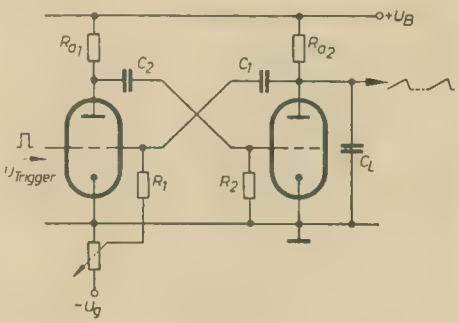


Bild 2: Flip-Flop-Schaltung

Kippvorgang nur einmal ablaufen. Die Schaltung verharrt danach in einem stabilen Zustand. Nachdem sich der Kondensator C_1 entsprechend der Zeitkonstante C_1R_1 entladen hat, bleibt die Röhre 1 infolge der negativen Vorspannung gesperrt. Die Röhre 2 ist dagegen geöffnet. Erst ein positiver Impuls, der die Vorspannung am Gitter übersteigt, kann erneut den Kippvorgang einmalig auslösen. Mit der Steuerung des Kippgerätes durch die darzustellende Meßspannung — die sogenannte „interne Triggerung" — läßt sich nicht nur ein stehendes, sehr stabiles Bild von nichtperiodischen Vorgängen bzw. unregelmäßigen Impulsfolgen erzielen, sondern auch gleichzeitig eine „Zeitdehnung" erreichen. Dies bedeutet, daß man einen kleinen Teil einer Periode auf den Schirm bringen kann, wenn man die Schreibgeschwindigkeit, die sich unabhängig von der Wiederholungsfrequenz des Signals regeln läßt, im Vergleich zu dieser hoch wählt. Einen weiteren Vorteil bietet diese Schaltung bei der Darstellung einmaliger Vorgänge.
Selbstverständlich ist auch eine „externe Triggerung" mit einer fremden Spannung möglich. Die Verwendung einer impulsförmigen Triggerspannung ist dabei einer sinusförmigen Spannung stets vorzuziehen.

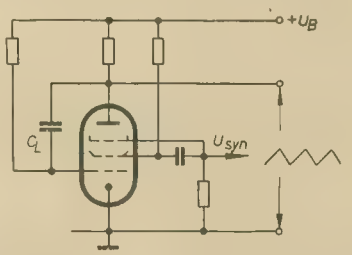


Bild 3: Prinzipschaltung des Transitron-Miller-Integrators

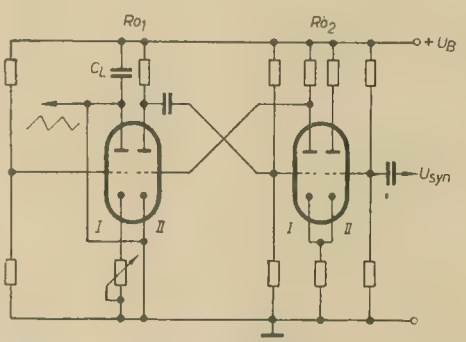


Bild 4: Drei-Triodenschaltung, verwendet im Philips-Oszillograf „GM 5659"

In praktischen Schaltungen von Kippgeräten für Oszillografen wird zweckmäßig das Gitter der einen Röhre — über den Gitterableitwiderstand — nicht an eine feste Vorspannung, sondern an ein Potentiometer gelegt. Damit ist es möglich, außerdem noch die Triggerempfindlichkeit einzustellen.
Ausgehend vom Multivibrator als Grundschaltung lassen sich zwei Gruppen von Kippgeräten unterscheiden. Das Transitron (Bild 3) ist eine spezielle Form des Multivibrators, bei der die Funktion der zwei Röhren von einer Pentode übernommen wird. Dieser selbstschwingende Multivibrator ist ebenfalls synchronisierbar. Hierbei ist das Bremsgitter der Pentode kapazitiv an das Schirmgitter gekoppelt. Die an der Anode entstehenden Impulse werden durch den Kondensator C_L integriert und können als Sägezahnimpulse ausgewertet werden.
In vielen Fällen wird auch das sogenannte Dreiröhrenkippgerät verwendet. Die Dreiröhrenkippgeräte lassen sich mit Pentoden oder Trioden ausführen. Im Bild 4 ist eine Triodenschaltung, wie sie im Philips-Oszillografen „GM 5659" angewendet wird, dargestellt. Das erste System der Röhre 1 dient hierbei als Laderöhre, während das erste System der Röhre 2 als Steuerröhre arbeitet. Das zweite System der Röhre 2 wird zur Verstärkung der Synchronisierspannung verwendet, so daß die Schaltung praktisch mit drei Trioden arbeitet. An der Anode des ersten Systems der Röhre 1 wird die auftretende Sägezahnspannung entnommen.

-tae

GRUNDLAGEN DER ELEKTRONIK (1)

Die Elektronik hat sich in den letzten Jahren zu einem neuen Teilgebiet der Elektrotechnik herangebildet. Sie befaßt sich mit der Technik von elektrischen Schaltungen und Stromkreisen, wobei Gasentladungsgefäße und evakuierte Gefäße Anwendung finden. Mit Hilfe der Elektronik ist es möglich, in der gesamten Industrie und Technik die verschiedensten Vorgänge zu regeln und zu überwachen.

Die teilweise und vollständige Automatisierung und Mechanisierung unserer Industriebetriebe stehen im Vordergrund. Die Arbeit der Werktätigen an den Maschinen und Produktionsbändern soll erleichtert werden. In vielen Produktionsprozessen wird die Arbeit fast vollständig von elektronischen Einrichtungen übernommen.

Die Industrie hat schon zum Teil die Vorteile der Elektronik erkannt. Sie wird mit viel Erfolg bereits im Werkzeugmaschinenbau, bei Walzstraßen, in der Textilindustrie, der Medizin, der Licht- und Fernmeldetechnik und auf vielen anderen Gebieten angewendet.

In der Metallindustrie findet z. B. die Hochfrequenzheizung beim Löten, Schmelzen und Härten große Anwendung. Für Metalle wird die induktive und für nichtmetallische Werkstoffe die kapazitive Hochfrequenzheizung benutzt. Eine andere Form der Energieumwandlung ist die Erzeugung von Lichtenergie. In fast allen Fällen wird sie zur Beleuchtung verwendet. Die elektronische Beleuchtungsregelung stellt hierbei ebenfalls ein Teilgebiet dar. Davon wird häufig in Lichtspieltheatern, auf Bühnen, in Werkhallen usw. Gebrauch gemacht. Die bekannteste Form ist die Helligkeitsregelung von Leuchtstofflampen. Die elektrische Energie wird nicht nur in andere Energieformen umgewandelt, sondern es kann auch eine Umwandlung in eine andere Form elektrischer Energie erfolgen. Es handelt sich dabei um Gleichrichtung, d. h. die Umwandlung von Wechsel- in Gleichstrom oder um Wechselrichtung, d. h. die Umwandlung von Gleich- in Wechselstrom.

Einen weiteren Teil der Elektronik nimmt die Meßtechnik ein. Die Meßverfahren auf elektronischer Grundlage setzen sich immer mehr durch, vor allem wenn verzögerungs- und rückwirkungsfreie Meßwerte benötigt werden.

In der Meßtechnik sind bestimmte Aufgaben einwandfrei zu erfüllen. Ein einwandfreier konstanter Meßwert ist für alle Anlagen unerläßlich. Elektronische Überwachungsgeräte und Zähleinrichtungen arbeiten mit sehr großer Genauigkeit. Die elektronischen Rechenmaschinen sind ebenfalls unter dieser Gruppe zu finden. Sie stellen schon wissenschaftliche Geräte dar. Sie führen die Rechenoperationen[1]) mit einer großen Präzision innerhalb kurzer Zeit aus.

Das gesamte Gebiet der elektronischen Regelung ist so groß, daß nur ein kleiner Einblick möglich ist. Die äußerst vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten für die weitere Zukunft sind noch nicht zu übersehen.

Die industrielle Elektronik benötigt besondere Bauelemente, die Kenntnis und Arbeitsweise für das Verständnis der elektronischen Schaltungen und Anlagen voraussetzen. Es sind dies in erster Linie die Gasentladungs- und die evakuierten Gefäße. Die Gasentladungsgefäße werden in vielen elektronischen Regelanlagen mit großem Erfolg eingesetzt. Bedenkt man, wie sich durch die Entdeckung des Edisoneffektes (Stromübergang vom Glühdraht auf eine in die Glühlampe eingeführte positiv geladene Metallplatte) derartige Röhren entwickelt haben, dann erkennt man, das auf diesem Gebiet Gewaltiges geleistet wurde. Gasentladungsgefäße arbeiten relativ trägheitslos und können für sehr große elektrische Ströme verwendet werden, wie sie beispielsweise Motore benötigen.

Bei Umkehrantrieben ist es möglich, die beim Abbremsen freiwerdende Energie über Wechselrichterschaltungen wieder in das Netz zurückzuliefern, so daß Energie eingespart wird.

In den folgenden Ausführungen werden die Grundlagen der Elektronik sowie Schaltungen und elektronische Geräte, die bereits in der Industrie Anwendung finden, behandelt.

In der Deutschen Demokratischen Republik findet die industrielle Elektronik immer größere Anwendung. Es sind jedoch große Anstrengungen erforderlich, um auf dem Gebiet der Automatisierung der Produktion die wissenschaftlichen und technischen Voraussetzungen zu schaffen. Die Forschung muß in der Meß-, Steuerungs- und Regeltechnik weiter verstärkt werden. Die Produktionsvorgänge sollen einfacher und besser werden, die Arbeitsproduktivität soll steigen. Die Steigerung der Arbeitsproduktivität ist die ökonomische Hauptaufgabe, die der V. Parteitag der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands uns stellte. Die Lösung dieser ökonomischen Hauptaufgabe stellt die HF- und Elektroindustrie vor gewaltige Aufgaben.

Mit der umfangreichen Automatisierung und Mechanisierung unserer Industrie wird es erforderlich, die industrielle Elektronik in einem größeren Umfang als bisher anzuwenden. Die Überlegenheit unserer volkseigenen Industrie gegenüber der kapitalistischen wird es beweisen, welcher Weg besser ist, der Weg zum grauenvollen Atomtod oder der Weg zu einem schöneren und besseren Leben.

Der gesamte Komplex „Messen — Steuern — Regeln" fällt in das Aufgabengebiet unserer Schwachstromtechnik, natürlich in enger Zusammenarbeit mit anderen Industriezweigen. Deshalb ist es eine zwingende Notwendigkeit, sich mit den Grundlagen der Elektronik mehr als bisher zu beschäftigen.

Besonders unseren jungen Lesern, unseren interessierten Amateuren, sollen die „Grundlagen der Elektronik" helfen, die elementaren Grundbegriffe dieses Gebietes kennenzulernen.

Stabilisatorröhren

In vielen elektronischen Geräten und Schaltungen ist es erforderlich, daß konstante Spannungen zur Verfügung stehen. Die Stabilisatorröhren[2]) werden zur Konstanthaltung von Spannungen, sowie zur Spannungsbegrenzung benutzt. Netzspannungsschwankungen und Änderungen der Spannung durch Belastungsänderung können beseitigt werden. Außerdem dienen sie zur Kippspannungserzeugung. Die Stark- und Schwachstromtechnik, die Rundfunktechnik, sowie die Industrielle Elektronik nützen die Eigenschaften der Stabilisatorröhren aus.

Aufbau und Wirkungsweise

Die Stabilisatorröhre besteht im wesentlichen aus einem Glaskolben, in dessen Inneren sich zwei Elektroden, die Katode und die Anode befinden. Der Glaskolben ist mit Edelgas unter einem bestimmten Druck gefüllt. Die Katode dieser Röhre wird im Gegensatz zu den bisher bekannten Röhren nicht geheizt, sie wird daher als kalte Katode bezeichnet.

Legt man an die beiden Elektroden dieser Röhre eine Spannung (hierbei ist auf die richtige Polung zu achten, da sich sonst die Regeleigenschaften verschlechtern) bestimmter Größe, so zündet die Röhre. Die aus der Katode tretenden Elektronen ionisieren dabei einen Teil des Gases. Das heißt, die auf dem Weg zur Anode strebenden Elektronen treffen auf Gasatome, diese werden dabei ionisiert und die entstehenden Ionen wandern zur Katode zurück, um dort neue Elektronen auszulösen. Der Vorgang dauert so lange an, bis ein stationärer Zustand erreicht ist. Es sind jetzt eine gleiche Anzahl Elektronen wie Ionen vorhanden. Dieser Zündvorgang geht natürlich in einer relativ kurzen Zeit vor sich. Es fließt jetzt ein Strom bestimmter Größe durch die Röhre. Wird dieser Strom erhöht, so erhöht sich ebenfalls die Ionisation, da mehr Elektronen aus der Katode austreten. Der Zustand, in dem die Röhre gezündet hat, wird als Glimmentladung bezeichnet; man sieht dieses an einem Leuchten des Gases innerhalb der Röhre. Um diese Glimmentladung bei erhöhtem Strom aufrechtzuerhalten, brauchen die Geschwindigkeiten der Elektronen nicht mehr so

---

[1]) Siehe radio und fernsehen 22, 23, 24 (1956)

[2]) Siehe radio und fernsehen 19 (1957) S. 590···593: Neue Glimmstabilisatoren und ihre Anwendung

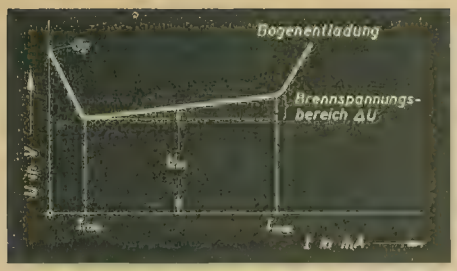


Bild 1: Strom-Spannungskennlinie einer Stabilisatorröhre

groß zu sein. Die Folge ist, daß die an der Röhre benötigte Spannung sinkt. Diese abgesunkene Spannung ist die Brennspannung. Wird der Strom weiterhin erhöht, so hat das zunächst nur einen geringen Einfluß auf die Brennspannung.
Im Bild 1 ist die Strom-Spannungskennlinie einer Stabilisatorröhre dargestellt. Aus der Strom-Spannungskennlinie ist klar zu erkennen, wenn der Strom I_{max} weiterhin gesteigert wird, so führt dies zu einem steilen Anstieg der Brennspannung. Die Glimmentladung geht dann in eine Bogenentladung über, die zur Zerstörung der Röhre führt. Deshalb wird vom Röhrenhersteller stets ein maximaler Stromwert angegeben, der nicht überschritten werden darf.
Um den Strom aber genau festzulegen, ist es notwendig, die Stabilisatorröhre über einen Vorwiderstand an die Spannungsquelle anzuschließen. Aus der Kennlinie ist weiterhin ersichtlich, daß die Röhre am besten stabilisiert, also die betreffende Spannung konstant hält, wenn der mittlere Teil der Kennlinie einen horizontalen Verlauf besitzt.
Die Steigung der Strom-Spannungskennlinie (von I_{min} bis I_{max}) wird durch den Wechselstromwiderstand ausgedrückt. Dafür gilt folgende Gleichung:

$$R_w = \frac{du}{di} \approx \frac{\Delta U}{I_{max} - I_{min}}.$$

Der Spannungsanstieg innerhalb des Brennspannungsbereiches beträgt etwa 3 bis 15%.

Tabelle 1: Betriebs- und Grenzdaten von Stabilisatorröhren

	StR 70/6	StR 85/10	GR 28—40	StR 150/30
U_B in V	78	85	100	150
U_Z in V	≦100	≦125	≦140	≦180
I in mA	4,5	6	35	17,5
I_{max} in mA	6	10	60	30
I_{min} in mA	3,5	1	5	5
t_{AL} in min	5	3	3	10
R_i in Ω	500	250	100	100

U_B = Brennspannung bei mittlerem Strom
U_Z = Zündspannung bei schwach beleuchteter Röhre
I = mittlerer Strom durch die Röhre
I_{max} = maximaler Strom
I_{min} = minimaler Strom
t_{AL} = Anlaufzeit der Röhre bis zur Erreichung konstanter Betriebswerte
R_i = Innenwiderstand $\sim \frac{\Delta U_B}{\Delta I}$

Außerdem wird durch den Hersteller ein minimaler Strom vorgeschrieben, der selbst bei voller Belastung durch einen Verbraucher nicht unterschritten werden darf, da sonst eine Stabilisierung nicht gewährleistet ist.

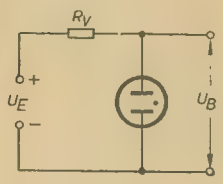


Bild 2: Betriebsschaltung (STR 70/6, STR 85/10, GR 28-40, STR 150/30)

In der Tabelle 1 sind Grenzdaten von einigen Stabilisatorröhren wiedergegeben, die mit Rücksicht auf die Lebensdauer unbedingt eingehalten werden müssen. Für die Stabilisatorröhren STR 70/6, STR 85/10, GR 28-40 und STR 150/30 gilt die allgemeine Betriebsschaltung im Bild 2.

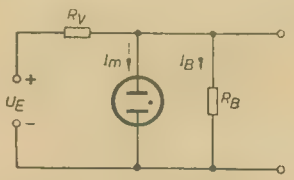


Bild 3: Stabilisatorgrundschaltung

Berechnung des Vorwiderstandes

Die Berechnung des Vorwiderstandes einer Stabilisatorröhre ist von ganz bestimmten Größen abhängig. Einmal ist dieses der Mindeststrom, der fließen muß, damit die Röhre nicht erlöschen kann und zum anderen ist es der höchstzulässige Strom, der auftreten darf. Bild 3 zeigt die Grundschaltung einer Stabilisatorröhre. Die Betriebsspannung U_E ist die Summe der mittleren Brennspannung U_m, der auftretenden Spannungsänderung ΔU_E und dem Spannungsabfall am Vorwiderstand R_V. Die Spannung, die an einem Widerstand abfällt, errechnet sich aus dem Widerstand und dem durchfließenden Strom. Im Falle des Mindeststromes I_{min} wäre die Summe von $I_{min} + I_B$ der fließende Strom.
Die am Vorwiderstand abfallende Spannung, die natürlich vom Strom I_{min} abhängt, ist $U_{R_V} = U_E - \Delta U_E - U_m$. Soll die Röhre also nicht erlöschen, so muß ein Mindeststrom fließen. Es gilt daher folgende Beziehung:

$$U_E - \Delta U_E - U_m \geqq R_V (I_{min} + I_B). \qquad (1)$$

Für den Vorwiderstand ergibt sich:

$$R_V \leqq \frac{U_E - \Delta U_E - U_m}{I_{min} + I_B}. \qquad (2)$$

Bei der Festlegung des Vorwiderstandes muß aber garantiert sein, daß die Röhre zünden kann. Dies läßt sich ebenfalls leicht ermitteln. Im ungezündeten Zustand der Röhre verteilt sich die Betriebsspannung U_E über den Vorwiderstand R_V und den Verbraucherwiderstand R_B. Auf keinen Fall darf der Spannungsabfall am Vorwiderstand kleiner sein als die Zündspannung, die die Röhre benötigt.

Daraus folgt:

$$U_Z < \frac{U_E - \Delta U_E}{R_V + R_B} \cdot R_B \text{ oder für } R_B = \frac{U_m}{I_B},$$

$$R_V < \frac{(U_E - \Delta U_E - U_Z) \cdot U_m}{U_Z \cdot I_B}. \qquad (3)$$

Vergleicht man die Gleichungen (2) und (3), so stellt man fest, daß sich nach der Gleichung (3) ein geringerer Widerstandswert (R_V) gegenüber der Gleichung (2) ergibt. Zugunsten der Zündsicherheit der Stabilisatorröhre muß auf eine maximale Glättung verzichtet werden, denn je größer der Vorwiderstand ist, um so größer wird der Glättungsfaktor.
Bei einer Änderung der Betriebsspannung von $U_E - \Delta U_E$ auf $U_E + \Delta U_E$ ändert sich ebenfalls der Strom, der durch die Röhre fließt. Ein ganz bestimmter Grenzwert I_{max} darf jedoch nicht überschritten werden.
Hierbei ist die am Vorwiderstand abfallende Spannung $U_E + \Delta U_E - U_m$. Die Summe der Ströme ergibt sich aus $I_{max} + I_B$. Für den Vorwiderstand gilt daher folgende Gleichung:

$$R_V \geqq \frac{U_E + \Delta U_E - U_m}{I_{max} + I_B}. \qquad (4)$$

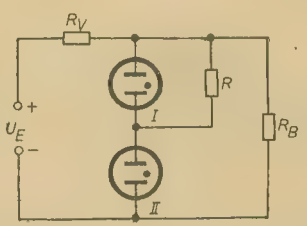


Bild 4: Reihenschaltung von Stabilisatorröhren

Sollen höhere Spannungen stabilisiert werden, so schaltet man zweckmäßigerweise mehrere Stabilisatorröhren hintereinander. Bild 4 zeigt eine Reihenschaltung von zwei Stabilisatorröhren. Die Brennspannungen der Stabilisatorröhren sind mit 85 V und die Zündspannungen mit 125 V angenommen. Die Spannung U_E soll 205 V betragen. Die Spannung U_E liegt an der Röhre II — über den Widerstand R — da die Röhre I noch nicht gezündet hat. Die Röhre II kann also zünden. An der Röhre I liegt eine Spannung von 205 — 85 V = 120 V, und nun kann die Röhre I ebenfalls zünden.
Das Parallelschalten von Stabilisatorröhren ist nicht zu empfehlen, da die Kennlinien der einzelnen Stabilisatorröhren recht unterschiedlich sind, so daß sich der Querstrom über die einzelnen Röhren ungleichmäßig aufteilt. Dadurch kann natürlich eine der Röhren stark überlastet werden. Muß aus schaltungstechnischen Gründen eine Parallelschaltung verwendet werden, so muß vor jeder Röhre ein Schutzwiderstand geschaltet werden. Außerdem ist der Strombereich zu begrenzen. Im allgemeinen kann man sagen, daß bei einer Parallelschaltung die Stabilisierungseigenschaft erheblich schlechter wird.

Wird fortgesetzt

S. RICHTER
R. GÄRTNER

Mitteilung aus dem VEB Vakutronik Dresden

Der Taster VA-B-13, ein Zusatzgerät für Oszillografen

Die Hauptaufgabe des VEB Vakutronik Dresden besteht in der Entwicklung der Fertigung kernphysikalischer Meßgeräte für alle Zweige der Kerntechnik[1]).
Zur Durchführung dieser Arbeiten erwies sich der Einsatz spezieller Meß- und Hilfsgeräte als unumgänglich notwendig, die wegen des Fehlens geeigneter Vorbilder zum Teil neu entwickelt werden mußten.
So entstand eine Anzahl von Baublöcken und Geräten, die auf Grund ihrer vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten das Interesse der Fachkollegen finden dürften. Dabei handelt es sich um folgende Geräte: Taster VA-B-13, Spannungsteiler VA-B-28, elektronisch stabilisierte Hochspannungsquelle VA-B-06, Dreifach-Impulsgenerator VA-M-18, Effektivwertmesser VA-G-54.
In einzelnen Mitteilungen sollen Eigenschaften, Funktion und Konstruktion dieser Geräte beschrieben werden.

Anwendung des Tasters

Eines der wichtigsten Hilfsmittel bei der Entwicklung elektronischer Geräte ist der Oszillograf. Man überprüft die Funktion einer Schaltung, indem man den Oszillograf an bestimmten Punkten der Schaltung anschließt und den zeitlichen Potentialverlauf auf dem Schirm der Katodenstrahlröhre abbildet. In der Elektronik handelt es sich bei diesen Messungen häufig um Potentialsprünge (Impulse), aus deren Form und Höhe Rückschlüsse auf die Eigenschaften der Schaltung zu ziehen sind.

Dabei ist es erforderlich, die durch den Anschluß des Oszillografen hervorgerufenen Verzerrungen auf ein Mindestmaß herabzudrücken. Das bedeutet aber, daß die Messung ohne Belastung des Meßobjektes erfolgen muß. Diese Bedingung wird eingehalten, wenn man die Eingangsimpedanz des Oszillografen wesentlich größer als die Ausgangsimpedanz des Meßobjektes wählt. Eine Betrachtung der Eingangsschaltungen der im Handel befindlichen Oszillografen zeigt jedoch, daß deren Eingangsimpedanzen zum großen Teil für derartige Messungen zu niedrig sind.

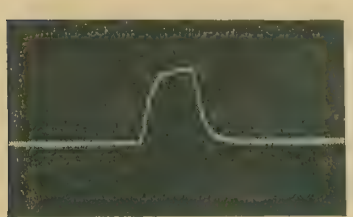


Bild 1: Rechteckimpuls, gemessen mit der Anordnung nach Bild 2 an der Anode einer Verstärkerstufe

Der Eingangswiderstand des Impulsoszillografen IOG 1 (VEB Funkwerk Dresden) beträgt z. B. 300 kΩ, parallel dazu liegt die Eingangskapazität von 50 pF. Die entsprechenden Werte des Normaloszillografen OG 2-1 d (VEB Funkwerk Köpenick) betragen 1 MΩ parallel 50 pF bzw. 25 pF, bei den Oszillografen des VEB Meßgerätewerk Zwönitz und des VEB Technisch-Physikalische Werkstätten Thalheim liegen sie in der gleichen Größenordnung.

Da die Ausgangswiderstände der Meßobjekte in der Impulstechnik im allgemeinen mindestens eine Größenordnung kleiner sind, reichen die genannten ohmschen Eingangswiderstände für die meisten Messungen aus, bei bestimmten Messungen kann sich aber schon die Belastung durch den Eingangswiderstand des Oszillografen von 1 MΩ auf das Meßergebnis auswirken. In diesen Fällen ist die Verwendung des Tasters VA-B-13 vorteilhaft, da dessen Eingangswiderstand mit 10 MΩ um eine Größenordnung höher liegt.

Weitaus störender ist jedoch die Wirkung der hohen Eingangskapazitäten der Oszillografen auf die Messungen in der Impuls- und HF-Technik. Soll die zu messende Spannung dem Eingang des Oszillografen außerdem über ein abgeschirmtes Kabel zugeführt werden, so wird eine Verkleinerung der Eingangskapazität selbst wenig Erfolg haben. Kapazitätsarme Kabel (z. B. Typ 8016.1 des VEB Kabelwerk Vacha) besitzen eine Eigenkapazität von etwa 30 pF/m, so daß man in diesen Fällen mit einer kapazitiven Belastung des Meßobjektes bis zu 100 pF rechnen muß.

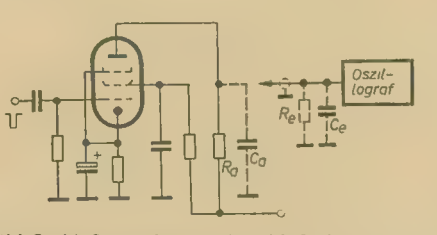


Bild 2: Meßanordnung, Anschluß des Oszillografen direkt an die Anode der Verstärkerstufe; $R_a = 2$ kΩ, $C_a = 20$ pF, $R_e = 1$ MΩ, $C_e = 80$ pF

Bild 1 zeigt den Einfluß einer Kapazität von 100 pF auf die Wiedergabe eines Rechteckimpulses von 1,5 µs Dauer und etwa 2 V Amplitude an der Anode einer Breitbandverstärkerstufe (Meßschaltung Bild 2). Der Arbeitswiderstand der Verstärkerstufe beträgt $R_a = 2$ kΩ, der Eingangswiderstand des verwendeten Oszillografen von 1 MΩ kann also vernachlässigt werden. Mit einer gesamten Streu- und Schaltkapazität $C_a \approx 20$ pF ist die Integrationszeitkonstante $T_z = R_a \cdot C_a \approx 40$ ns, so daß der Rechteckimpuls mit einer Anstiegszeit von $T_{an} \approx 100$ ns übertragen würde. Schließt man den Oszillografen über ein HF-Kabel an und erhöht damit C_a auf etwa 100 pF, so wird die Integrationszeitkonstante ≈ 200 ns und der Impuls mit einer Anstiegszeit von ≈ 0,5 µs wiedergegeben. Damit gehen alle Feinheiten im Impulsverlauf, wie Überschwingen, Oszillationen usw. verloren. Liegt die Anstiegszeit außerdem in der gleichen Größe wie die Impulsbreite bzw. ist sie größer als diese, so tritt ein Amplitudenverlust ein.

[1]) radio und fernsehen 8 (1957) S. 252, 9 (1957) S. 282, 16 (1957) S. 514 und Messebericht in 8 (1958) S. 249

Technische Daten

Tastkopf

Eingangskapazität	< 11 pF
Eingangswiderstand	10 MΩ ± 15%
Verstärkung	0,93 ± 2%
max. Eingangsspannung	25 $V_{eff} \triangleq 35 V_s$
max. Gleichspannung am Eingang	500 V
obere Grenzfrequenz bei Belastung mit 50 pF	10 MHz ± 15%
bei Belastung mit 100 pF	5,5 MHz ± 15%
untere Grenzfrequenz	7 Hz ± 15%
Ausgangswiderstand	200 Ω ± 10%
Brummspannung am Ausgang	< 15 mV_{eff}
Röhrenbestückung	EC 760
Abmessungen	20 mm ∅, 170 mm lang
Gewicht (mit 2 m Kabel)	etwa 0,4 kg

Spannungsteiler

Spannungsuntersetzung	1 : 20 ± 10% (26 dB)
Frequenzbereich	0...25 MHz
Eingangskapazität	< 8 pF
Eingangswiderstand	10 MΩ ± 10%
max. Gleichspannung am Eingang	350 V
Abmessungen	20 mm ∅, 90 mm lang
Gewicht	etwa 40 g

Netzteil

Stromversorgung	220 V, 50 Hz
Stromaufnahme	etwa 10 VA
Abmessungen	100×110×120 mm
Gewicht	etwa 1,9 kg

Zubehör gebogene Tastspitze

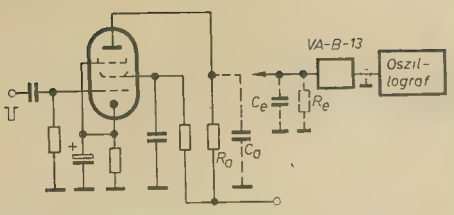


Bild 3: Meßanordnung, Taster zwischen Meßobjekt und Oszillograf; $R_a = 2\ k\Omega$, $C_a = 20\ pF$, $R_e = 10\ M\Omega$, $C_e = 10\ pF$

Bild 4: Rechteckimpuls, gemessen mit der Anordnung nach Bild 3 an der Anode einer Verstärkerstufe

Zur Beseitigung der genannten Schwierigkeiten wurde mit dem Taster VA-B-13 ein universell anwendbares Zusatzgerät für Oszillografen, Röhrenvoltmeter und ähnliche Meßgeräte entwickelt. Der Taster besitzt einen eigenen kleinen Netzteil und ist somit unabhängig von der Stromversorgung des Nachweisgerätes. Bei der Messung wird der Taster zwischen Meßobjekt und Meßgerät geschaltet und gestattet durch seine hohe Eingangs- und niedrige Ausgangsimpedanz eine weitgehend amplituden- und phasentreue Übertragung der Meßwerte über eine Entfernung bis zu 2 m zwischen Meßobjekt und Meßgerät.

Zum Vergleich ist die Wiedergabe des Rechteckimpulses mit der Meßanordnung nach Bild 3 unter Verwendung des Tasters im Bild 4 dargestellt. Da die Eingangskapazität des Tasters nur etwa 10 pF beträgt, vergrößert sich die Integrationszeitkonstante an der Anode der Verstärkerstufe nur unwesentlich auf 60 ns. Damit beträgt die Anstiegszeit ≈ 140 ns und der Impuls wird nahezu originalgetreu wiedergegeben. Infolge des niedrigen Ausgangswiderstandes des Tasters von etwa 200 Ω kann der Einfluß der Eingangskapazität des Oszillografen auf die Wiedergabe des Impulses vernachlässigt werden.

Im Netzteil transformiert der Transformator Tr_1 die Netzspannung auf die erforderliche Heiz- und Anodenwechselspannung. Letztere wird durch einen Selengleichrichter Gr_1 gleichgerichtet und über eine Siebkette C_5, Dr_1, R_5, C_4 gesiebt.

Die geringen Abmessungen des Tastkopfes erforderten den Einsatz der Subminiaturtriode EC 760 ($Rö_1$). Für die Wahl des Arbeitswiderstandes R_3, der Anodenspannung und des Anodenstromes waren Gesichtspunkte, wie Aussteuerbereich, Verhalten bei hohen Frequenzen und Verlustleistung maßgebend. Letztere ist wegen der kleinen Abmessungen und der damit verbundenen schlechten Wärmeableitung klein zu halten. Als günstigster Wert ergaben sich 5 kΩ. Damit gilt für die Schaltung das Arbeitskennlinienfeld $I_a = f(U_a, U_e)$, Bild 6. Die eingezeichnete Widerstandsgerade für R_3 beginnt bei einer Betriebsspannung von 155 V. Die Gittervorspannung wird durch den Spannungsabfall an R_2 eingestellt und damit der Arbeitspunkt A der Röhre festgelegt. Im Arbeitspunkt fließt ein Anodenstrom $I_a \approx 6$ mA, der Innenwiderstand ist $R_i \approx 6{,}5$ kΩ und der Verstärkungsfaktor $\mu = 33$.

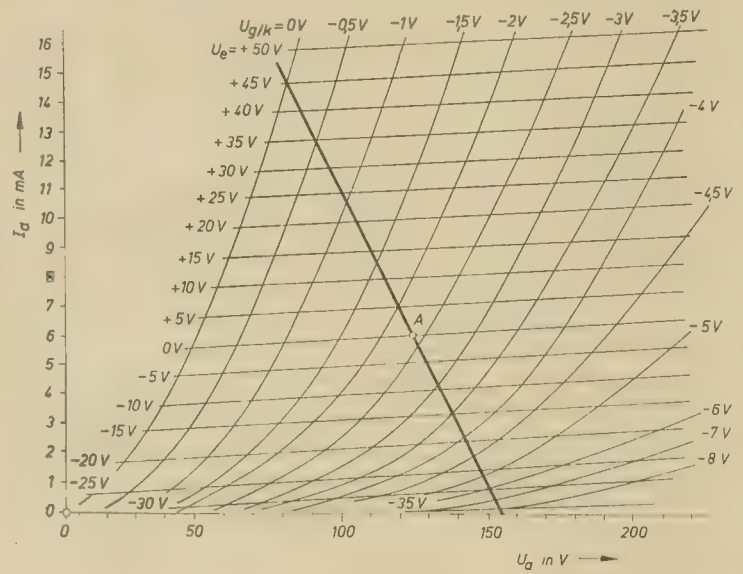


Bild 6: Arbeitskennlinienfeld der $Rö_1$ für $R_3 = 5\ k\Omega$

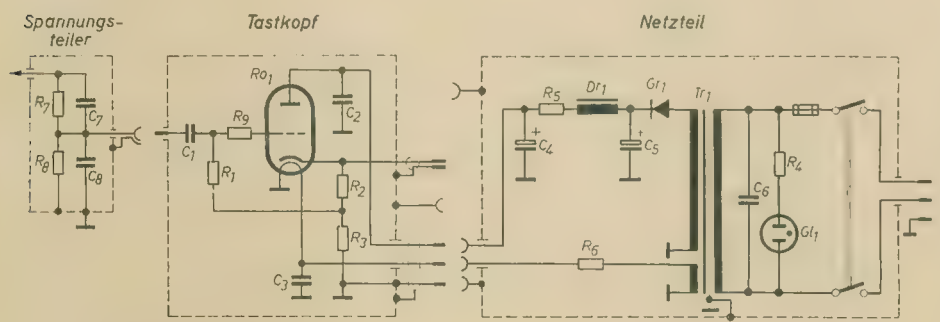


Bild 5: Schaltung des Tasters

Schaltung und Wirkungsweise

Bei dem Taster VA-B-13 handelt es sich im Prinzip um eine Anodenbasisstufe. Über die grundlegenden Eigenschaften der Anodenbasisschaltung sind bereits eine größere Anzahl Veröffentlichungen erschienen, [1] bis [5]. Es sei hier außerdem auf die unter [6] angeführte Arbeit des Verfassers hingewiesen, die sich mit dem Verhalten und der Dimensionierung der Anodenbasisschaltung bei Impulsbetrieb beschäftigt.

Bild 5 zeigt die Schaltung der drei Teile des Tasters VA-B-13: Netzteil, Tastkopf und Spannungsteiler.

C_2 und C_3 sind Epsilan-Miniaturkondensatoren und dienen zur hochfrequenten Siebung der Heiz- und Anodenspannung. R_9 liegt direkt am Gitteranschluß von $Rö_1$, um Oszillationen zu verhindern, die dadurch entstehen, daß die Anodenbasisschaltung bei bestimmten kapazitiven Belastungen einen frequenzabhängigen Eingangsleitwiderstand aufweist. Dieser wird bei einer Frequenz f_o zu Null und bei $f > f_o$ negativ [6].

Aus den Bildern 7, 8, 9 ist der Einfluß von R_9 zu erkennen. Bild 7 zeigt die Wiedergabe eines Rechteckimpulses von $\approx 2\ \mu s$ Breite mit $R_9 = 0\ \Omega$. Der Impulsgenerator besitzt einen Ausgangswiderstand von etwa 500 Ω. Der Tasterausgang liegt direkt an den Meßplatten einer Katodenstrahlröhre, so daß die gesamte kapazitive Last einschließlich der Kapazität des HF-Kabels etwa 60 pF beträgt. Die Frequenz der gedämpften Schwingung liegt ungefähr bei 4 MHz. Erhöht man die kapazitive Belastung am Tasterausgang auf 110 pF, so wird die Frequenz der Schwingung geringer (2,2 MHz), die Anfangsamplitude steigt jedoch an (Bild 8). Der Widerstand R_9 verhindert, daß der Eingangsleitwert der Schaltung in dem interessierenden Frequenzbereich negativ wird. Bild 9 zeigt den gleichen Impuls wie Bild 8 nach Einbau von R_9.

Der Gitterableitwiderstand R_1 bestimmt die Größe des Eingangswiderstandes des Tasters. Letzterer ist mit 10 MΩ angegeben. Bekanntlich gilt für den Eingangswiderstand der Anodenbasisschaltung:

$$R_e = R_{g/k}\,\frac{R_i + R_k\,(\mu + 1)}{R_i + R_k}. \qquad (1\,a)$$

Dabei sind $R_{g/k}$ der Gitterableitwiderstand, R_k der Katodenwiderstand, R_i der Innenwiderstand der Röhre und μ deren Verstärkungsfaktor.

Gleichung (1 a) läßt sich umformen zu

$$R_e = R_{g/k}\,\frac{1}{1 - V}, \qquad (1\,b)$$

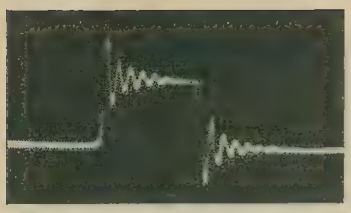


Bild 7

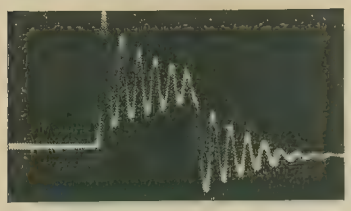


Bild 8

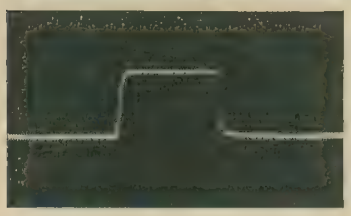


Bild 9

Bild 7: Wiedergabe eines Rechteckimpulses bei einer kapazitiven Last am Tasterausgang von etwa 60 pF

Bild 8: Wiedergabe des Rechteckimpulses nach Bild 7 bei einer kapazitiven Last am Tasterausgang von 110 pF

Bild 9: Wiedergabe des Rechteckimpulses nach Bild 8 mit $R_g = 1\ k\Omega$

wobei V die Verstärkung der Anodenbasisschaltung ist. Ist z. B. $V = 0{,}93$, so wird $\frac{1}{1-V} = 14{,}3$, d. h. der Gitterableitwiderstand $R_{g/k}$ wird auf seinen 14,3fachen Wert am Eingang transformiert.

Die Gleichung (1a) besitzt jedoch nur dann Gültigkeit, wenn der in der Katodenleitung liegende Widerstand R_2, an dem die Gittervorspannung abgenommen wird, durch eine ausreichend große Kapazität überbrückt ist. Da ein für diesen Zweck notwendiger NV-Elektrolytkondensator eine beträchtliche Vergrößerung des Tastkopfes erfordert hätte, wurde dieser weggelassen.

Damit gilt für den Eingangswiderstand:

$$R_e = R_{g/k}\,\frac{R_1 + (R_k + r_k)\,(\mu + 1)}{R_1 + (R_k + r_k) + \mu\, r_k}. \qquad (2)$$

Nach Bild 5 ist für $R_k = R_2 = 5\ k\Omega$, für $r_k = R_2 = 400\ \Omega$ zu setzen. Mit den obengenannten Werten von R_1 und μ erreicht man den geforderten Eingangswiderstand von 10 MΩ mit $R_{g/k} = R_1 \approx 1{,}25\ M\Omega$.

Um den gleichen Faktor verringert sich auch die Gitter-Katodenkapazität von 2,5 pF, so daß sich die gemessene Eingangskapazität des Tasters von ≈ 10 pF im wesentlichen aus der Gitter-Anodenkapazität und der Schaltkapazität zusammensetzt.

Der Koppelkondensator C_1, für den ein raumsparender Duroplastkondensator verwendet wird, und der Eingangswiderstand R_e bestimmen die untere Grenzfrequenz des Tasters. Mit $C_1 = 2{,}5\ nF$ wird $f_u \approx \frac{0{,}16}{2{,}5\ nF \cdot 10\ M\Omega} \approx 7\ Hz$, die Differentiationszeitkonstante beträgt also 25 ms.

Auf einen Koppelkondensator am Ausgang mußte aus Platzgründen ebenfalls verzichtet werden. Bei der Anwendung des Tasters ist deshalb zu beachten, daß am Ausgang eine Gleichspannung von etwa 30 V vorhanden ist und der ohmsche Eingangswiderstand des angeschlossenen Meßgerätes möglichst größer als 50 kΩ sein soll.

Bei großen Eingangsspannungen verändern sich die technischen Daten des Tasters. Wie aus Bild 6 zu ersehen ist, kann die Schaltung mit ≈ ± 35 V_s ausgesteuert werden. Damit verändern sich

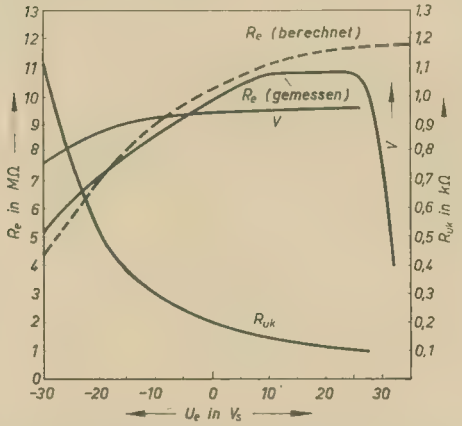


Bild 10: Abhängigkeit der Verstärkung V, des Eingangswiderstandes R_e und des Ausgangswiderstandes R_{uk} von der Eingangsspannung U_e

jedoch die Röhrenparameter und somit auch die Verstärkung,

$$V = \frac{\mu}{\mu + 1} \cdot \frac{R_k + r_k}{R_k + r_k + \frac{R_1}{\mu + 1}}, \qquad (3)$$

der Eingangswiderstand R_e und der Ausgangswiderstand.

$$R_{uk} = \qquad (4)$$

$$\frac{1}{\frac{1}{R_k + r_k} + \frac{1}{R_1}\left[1 + \mu\left(1 - \frac{R_s}{R_s + R_{g/k}}\right)\right] + \frac{1}{R_s + R_{g/k}}}$$

Dabei stellt R_s den Ausgangswiderstand des Signalgenerators dar.

Bei $U_e = +30\ V_s$ sind $\mu = 41$, $R_1 = 4\ k\Omega$, bei $U_e = -30\ V_s$ entsprechend $\mu = 24$, $R_1 = 30\ k\Omega$. Die Funktionen V, R_e, $R_{uk} = f(U_e)$ sind im Bild 10 aufgetragen.

Bei der Betrachtung der gemessenen R_e-

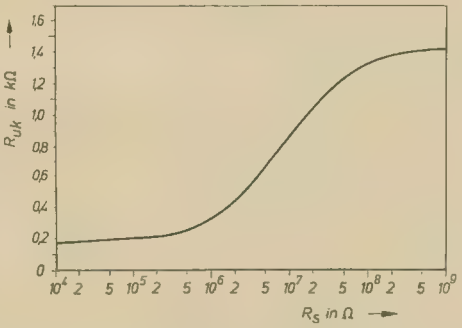


Bild 11: Abhängigkeit des Ausgangswiderstandes R_{uk} vom Ausgangswiderstand R_s des Signalgenerators

Werte fällt das starke Absinken des Eingangswiderstandes bei $U_e = +30\ V_s$ auf. Dies hat seine Ursache in dem Gitterstrom, der beim Absinken der Gitter-Katodenspannung auf etwa 1 V zu fließen beginnt. Die sich an den Grenzen des Aussteuerbereiches einstellenden Eingangswiderstände von 5···6 MΩ sind jedoch für die Mehrzahl der Anwendungsfälle so hoch, daß noch keine meßbare Beeinflussung der Übertragungseigenschaften erfolgt.

Nach Gleichung (4) ist der Ausgangswiderstand R_{uk} außerdem noch vom Ausgangswiderstand R_s des Signalgenerators abhängig, an dem der Taster angeschlossen ist. Diese Funktion zeigt Bild 11.

Wie man sieht, steigt R_{uk} mit R_s zunächst weniger, bei $R_s \approx 1\ M\Omega$ stärker an. Die Ausgangswiderstände der in der Impulstechnik vorkommenden Meßobjekte sind jedoch meistens wesentlich kleiner als 1 MΩ die Vergrößerung des Ausgangswiderstan des des Tasters also unbedeutend.

Bei der oberen Grenzfrequenz f_2 des Tasters ist die Verstärkung um 3 dB (30%) abgesunken. Für f_2 gilt:

$$f_2 \approx \frac{0{,}16}{T_k}, \qquad (5)$$

wobei

$$T_k = C_k \cdot R_{uk} \approx \frac{C_k}{S} \qquad (6)$$

die Zeitkonstante des Ausgangskreises des Tasters ist. Bei einer Eingangskapazität des angeschlossenen Oszillografen von 50 pF wird $T_k \approx 20$ ns und $f_2 \approx 8$ MHz. Durch die Wirkung der zwischen Gitter und Katode liegenden Kapazität $C_{g/k}$ wird T_k teilweise kompensiert und f_2 auf ≈ 10 MHz erhöht.

Bei der Aussteuerung des Tasters mit sehr steilen Impulsen muß man die Verkleinerung des Aussteuerbereiches berücksichtigen. In der Elektronik handelt es sich fast ausschließlich um Exponentialimpulse, die also nach $U_o\left(1 - e^{-\frac{t}{Ta}}\right)$ ansteigen bzw. nach $U_o\left(e^{-\frac{t}{Ta}}\right)$ abfallen. Liegt nun die Anstiegszeitkonstante T_a der Ein-

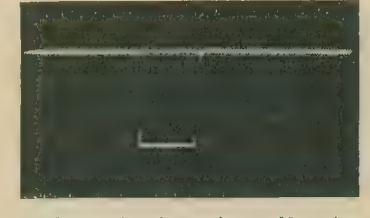
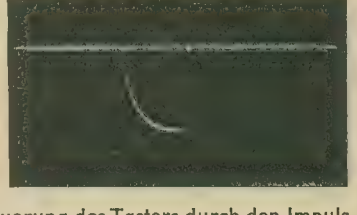


Bild 12: a) Steiler Rechteckimpuls mit 40 ns Anstiegszeit, — 20 V Höhe und etwa 1 µs Breite. Anschluß des Impulsgenerators direkt an die Meßplatten



b) Übersteuerung des Tasters durch den Impuls nach Bild 12a

gangsimpulse in der gleichen Größenordnung wie die Zeitkonstante T_k, so kann es vorkommen, daß der Anstieg bzw. Abfall der Spannung am Gitter schneller erfolgt, als sich C_k am Ausgang umladen kann. Bei steilen negativen Impulsen würde dann $Rö_1$ unter den cut-off-Punkt gesteuert, so daß sich C_k am Tasterausgang mit der Zeitkonstante $T_k' = C_k \cdot R_k$ entlädt.

Bild 12a zeigt z. B. einen Impuls mit etwa 1 µs Breite, einer Anstiegszeit von etwa 40 ns und einer Amplitude von −20 V_s, Bild 12b die Wiedergabe dieses Impulses mit dem Taster VA-B-13. Um diese Übersteuerung zu vermeiden, muß man die zulässige Eingangsspannung für

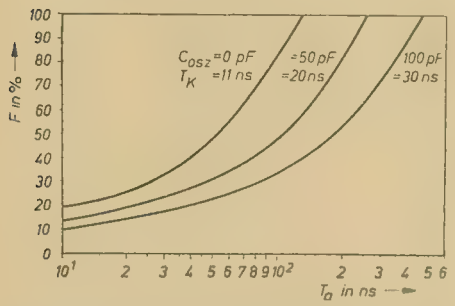


Bild 13: Faktor F in Abhängigkeit von der Anstiegszeitkonstante T_a des Eingangsimpulses. Parameter = Zeitkonstante T_k am Tasterausgang

steile Impulse um einen Faktor F herabsetzen. F ist im Bild 13 über der Anstiegszeitkonstante T_a des Eingangsimpulses für verschiedene Eingangskapazitäten der verwendeten Oszillografen bzw. für verschiedene Ausgangszeitkonstanten T_k aufgetragen. Bei einer Eingangskapazität des Oszillografen von 50 pF und einer Anstiegszeitkonstante von 20 ns beträgt die zulässige Eingangsspannung nur etwa 20% der maximalen Eingangsspannung, also ≈ 6 V_s.

In diese Überlegungen ist natürlich auch die Tatsache einzubeziehen, daß nach Bild 10 der Ausgangswiderstand R_{uk} und somit auch die Ausgangszeitkonstante T_k mit größer werdenden negativen Eingangsspannungen ansteigen. Somit würde auch der Faktor F kleiner, als der aus Bild 13 abgelesene Wert. Nun sinkt jedoch gleichzeitig die Verstärkung V etwas ab, und da F mit kleinerer Verstärkung ansteigt, kompensieren sich beide Effekte teilweise. Der aus Bild 13 entnommene Wert für F kann so mit ausreichender Genauigkeit der Festlegung der maximalen Eingangsspannung zugrunde gelegt werden.

Der für derartige Messungen vorgesehene aufschraubbare Spannungsteiler beseitigt

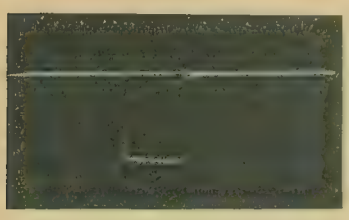


Bild 14: Wiedergabe des Impulses nach Bild 12a unter Verwendung des aufschraubbaren Spannungsteilers

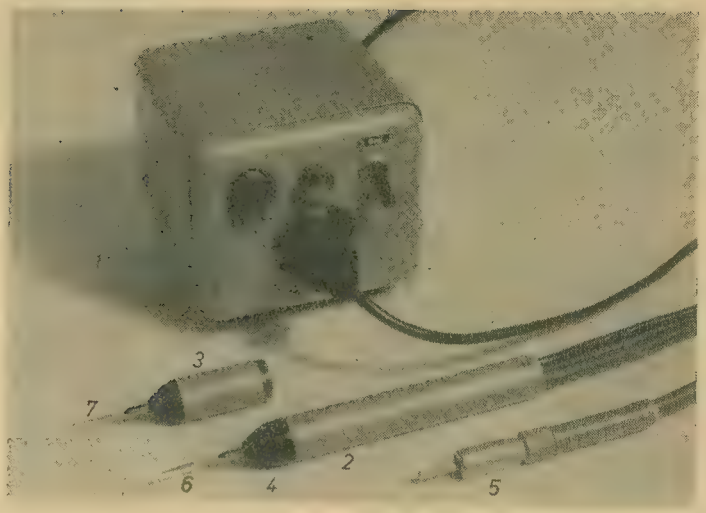


Bild 15: Gesamtansicht des Tasters

diese Schwierigkeiten. Der Spannungsteiler setzt die Eingangsspannung um 26 dB (1 : 20) herab, so daß Übersteuerungen mit Sicherheit vermieden werden. Die Dämpfung des Spannungsteilers muß natürlich durch nachträgliche Verstärkung wieder ausgeglichen werden. Da jedoch fast jeder moderne Oszillograf einen eingebauten Breitbandverstärker besitzt, ist dies ohne weiteres möglich.

Wie man aus Bild 14 entnehmen kann, entspricht die Wiedergabe des steilen negativen Impulses aus Bild 12a unter Verwendung des Spannungsteilers im wesentlichen dem Original. Durch die begrenzte Bandbreite des Oszillografenverstärkers von etwa 8 MHz ist lediglich eine geringfügige Vergrößerung der Anstiegszeit festzustellen.

Der Spannungsteiler ist frequenzkompensiert, d. h. die Zeitkonstanten C_7, R_7 und C_8, R_8 sind gleich. Parallel zu C_8 liegt die Eingangskapazität des Tastkopfes von 10 pF, die die Zeitkonstante C_8, R_8 um 10% vergrößert. Parallel zu C_7 liegt jedoch ein Abgleichkondensator, der die Zeitkonstante C_7, R_7 um den gleichen Prozentsatz erhöht.

Mit $R_7 = 10$ MΩ ist der Eingangswiderstand bei Verwendung des Spannungsteilers etwa gleich dem Eingangswiderstand des Tastkopfes. Die Eingangskapazität des Spannungsteilers ist kleiner als 8 pF. Der Spannungsteiler ist also auch bei den Messungen einzusetzen, die eine weitere Verminderung der kapazitiven Belastung des Meßobjektes erfordern.

Beim Anschluß des Spannungsteilers liegt der Eingang des Tasters über $R_8 = 500$ kΩ wechselstrommäßig an Masse. Die Reihenschaltung $R_7 + R_8$ liegt parallel zu R_8. Da jedoch $R_7 \gg R_8$ ist, übt R_8 keinen Einfluß auf den Wert der Parallelschaltung aus. Für die Erhöhung des Ausgangswiderstandes R_{uk} ist also in jedem Falle R_8 maßgebend. Nach Bild 11 beträgt R_{uk} dann 250 Ω.

Die Spannungsfestigkeit von C_7 begrenzt die zulässige Eingangsspannung des Spannungsteilers auf 350 V.

Konstruktiver Aufbau

Bei der Entwicklung des Tasters wurde großer Wert auf die konstruktive Gestaltung gelegt, die den Forderungen nach Kleinheit, niedrigem Gewicht und Handlichkeit gerecht werden mußte. Durch die Anwendung der modernen Miniaturbauweise gelang es, die äußeren Abmessungen des Tastkopfes und des Spannungsteilers auf extrem kleine Werte herabzudrücken.

Bild 16: Innerer Aufbau des Tasters (Spannungsteiler und Tastkopf)

Bild 15 zeigt die Gesamtansicht des Tasters. Neben dem Netzteil (1), welcher die Betriebsspannungen über einen Mehrfachstecker und ein mehradriges abgeschirmtes Kabel liefert, sind der Tastkopf (2) und der Spannungsteiler (3) zu sehen. Im Tastkopf, der bei der Anwendung ähnlich einer Prüfspitze in der Hand des Prüfenden liegt, sind die Subminiaturtriode $Rö_1$ sowie die zugehörigen Bauelemente eingebaut. Die Abschlußklappe (4) des Tastkopfes kann abgeschraubt und durch den Spannungsteiler ersetzt werden. Die Tastspitzen (6) und (7) sind ebenfalls abschraubbar und bei Bedarf gegen entsprechende Ösen auszuwechseln, mit denen der Taster in die Schaltung gehängt werden kann. Die Meßspannung wird dem Eingang eines Meßgerätes über ein HF-

Kabel mit dem Koaxialstecker (5) zugeführt.
Den inneren Aufbau des Spannungsteilers und des Tastkopfes zeigt Bild 16.
Die Bauelemente des Tastkopfes befinden sich in einem Aluminiumrohr von 20 mm Außendurchmesser und 120 mm Länge. Die hintere Abschlußkappe, durch die das Mehrfachkabel, das HF-Kabel und eine Erdbuchse geführt sind, ist mit der vorderen Abschlußkappe aus Polystyrol durch zwei Schienen verbunden. Eine (in den Bildern 15 und 16 entfernte) in der hinteren Abschlußkappe befestigte Wicklung aus 1 mm Federstahldraht übernimmt den Knickschutz des HF-Kabels.
Den größten Raum nimmt in der Mitte die Subminiaturröhre ein, während im vorderen Teil die Bauelemente des Eingangskreises und der Widerstand zur Gittervorspannungserzeugung, im hinteren Teil der Arbeitswiderstand und die Siebkondensatoren untergebracht sind. Zwei Hartpapierplättchen mit je vier Rohrnieten als Lötstützpunkte geben der Verdrahtung und den Bauelementen Halt. Die Hartpapierplättchen sitzen, durch zwei Nuten gegen Verdrehung gesichert, zwischen den beiden Schienen. Das Abschirmrohr besitzt am vorderen Ende Gewinde, auf das die Abschlußkappe mit der Tastspitze oder der Spannungsteiler aufgeschraubt werden können. Die Kontaktgabe erfolgt über einen Federkontakt.

Zusammenfassung

Mit dem Taster VA-B-13 wurde ein vielseitig anwendbares Zusatzgerät geschaffen, das die Meßgenauigkeit und den Anwendungsbereich von Oszillografen, Röhrenvoltmetern und ähnlichen Meßgeräten beträchtlich erweitert. Der Taster gestattet es, Impuls- und Wechselspannungen aller Art innerhalb eines Frequenzbereiches von 7 Hz···10 MHz nahezu leistungslos zu messen und ermöglicht die Übertragung der Meßwerte über eine Entfernung von etwa 2 m zum Nachweisgerät. Ein aufschraubbarer Spannungsteiler erweitert den Spannungsmeßbereich bis etwa 350 V und setzt die Eingangskapazität unter 8 pF herab.
Bei der Entwicklung und der Konstruktion des Tasters wurde auf äußerste Einfachheit Wert gelegt, so daß es gelang, ein robustes Gerät auf den Markt zu bringen, dessen Abmessungen kaum noch zu unterschreiten sind.

Literatur

[1] W. Schuldt: radio und fernsehen 6 (1955) S. 194 bis 196

[2] F. Lange: radio und fernsehen 2 (1954) S. 44 bis 46

[3] Kunze: radio und fernsehen 2 (1952) S. 71

[4] Geyger: Funk und Ton 3 (1948) S. 119 bis 124

[5] Dillenburger: Funk und Ton 4 (1951) S. 190

[6] R. Gärtner: Nachrichtentechnik 7 (1958) S. 313 bis 323

Neue elektronische Betriebsmeßgeräte

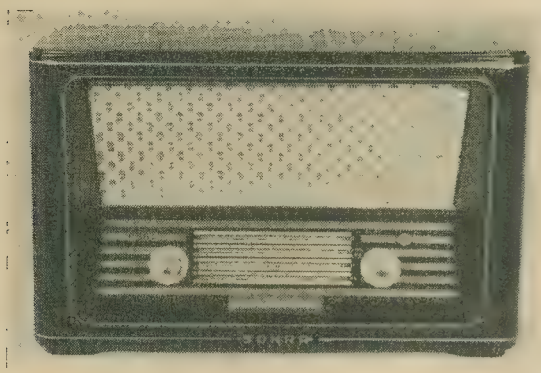
Zu dem als „Nanoamperemeter" bekannt gewordenen elektronischen Strommesser für sehr kleine Gleichströme hat Siemens & Halske jetzt auch ein tragbares elektronisches Betriebsmeßgerät für sehr kleine Gleichspannungen, das „Mikrovoltmeter", entwickelt.

Beide Geräte zeigen äußerlich das gleiche Gesicht. Ein helles Stahlblechgehäuse mit den Abmessungen 250×260×150 mm enthält die gesamte Meßschaltung. Die Frontplatte trägt ein Anzeigeinstrument, einen Drehschalter zum Wählen der Meßbereiche, einen Netzschalter und einen mschalter für ein außenliegendes zweites Instrument, das auch ein Schreiber sein kann, eine Prüftaste und sechs Klemmbuchsen für die Anschlüsse. Zwei Tragbügel erleichtern die Handhabung. Die Gebrauchslage ist waagerecht oder senkrecht.

Die Schaltung ist für beide Geräte nach dem Prinzip eines Verstärkers mit hoher Gegenkopplung aufgebaut. Beim Nanoamperemeter (Bild 1) erzeugt der Meßgleichstrom am Eingangswiderstand eine Gleichspannung, die ein Zerhackerrelais in eine Wechselspannung umformt. Nach der Verstärkung in einem zweistufigen Röhrenverstärker bewirkt ein phasenempfindliches Gleichrichterrelais die phasenrichtige Rückwandlung in einen dem Meßstrom proportionalen Gleichstrom von max. 2,5 mA. Er wird von dem eingebauten Drehspulinstrument mit Doppelskale angezeigt. Die hohe Gegenkopplung stabilisiert die Verstärkung. Die Übersetzung und der Gegenkopplungsgrad werden von den Gegenkopplungswiderständen bestimmt. 13 Meßbereiche von 1 nA bis 1 mA lassen sich durch umschaltbare Stufen dieser Widerstände einstellen.
Beim Mikrovoltmeter (Bild 2) gelangt die Eingangsmeßspannung über die für neun Meßbereiche von 100 μV bis 1 V in Stufen einstellbaren Vorwiderstände als konstanter Gleichstrom von 10^{-7} A an das Zerhackerrelais. Der Verstärker ist dreistufig. Der phasenrichtig rückgewandelte proportionale Ausgangsgleichstrom beträgt bei vollem Meßbereich 10 mA. Die Grundverstärkung kann bei beiden Geräten mit Hilfe einer Prüftaste kontrolliert werden. Erst wenn sie z. B. beim Mikrovoltmeter um 50% überschritten wird, übersteigt der Übersetzungsfehler das zulässige Maß. Bei normaler Röhrenalterung oder bei Röhrenwechsel wird die angegebene Meßtoleranz (nA-Meter 1,5% bis 2,5%, μV-Meter 2%) nicht beeinflußt. Das Nanoamperemeter hat sich gut eingeführt und wird in Prüffeldern und Laboratorien z. B. zur Gleichstrommessung an Halbleiterbauteilen, Fotozellen, Vervielfachern oder Verstärkerröhren verwendet. Das Mikrovoltmeter ist unter anderem zum Messen oder Registrieren von Thermospannungen geeignet. Mit beiden Geräten kann erdfrei gemessen werden. Für den eingebauten Netzteil ist ein Anschluß für 220 V, 50 Hz erforderlich, der beim nA-Meter 6 VA, beim μV-Meter 10 VA aufnimmt.

Bild 1: Nanoamperemeter für Gleichstrom, in tragbarer Ausführung (Werkfoto Siemens)

Bild 2: Mikrovoltmeter für Gleichspannung (Werkfoto Siemens)



Sonra-Batteriesuper B 85 II im Preßstoffgehäuse

Der Batterieempfänger B 85 II

Der als Exportgerät bekannte Batteriesuper B 85 II vom VEB Stern-Radio Sonneberg wurde im vergangenen Jahr auch dem Inlandhandel zur Verfügung gestellt. Bestimmt war er insbesondere für Schiffer und Laubenbesitzer, die über keinen Netzanschluß verfügen, aber gern ein Gerät besitzen möchten, das leistungs- und wiedergabemäßig den angebotenen Koffersupern überlegen und einem kleineren Heimsuper ebenbürtig ist.

In diesem Zusammenhang sei einmal auf die Streuung der Gerätetypen durch den Handel eingegangen. Es ist doch wohl nicht in Ordnung, wenn in Dresden, wo auf Grund der industriellen Struktur hauptsächlich Mittel- und Großsuper verlangt werden, Geräte der unteren Preisklasse als Ladenhüter fungierten, während sie z. B. in Falkensee gefragt, aber wenig zu haben waren. Auch im Falle unseres Batteriesupers, dessen Abnehmerkreis und damit die günstigsten Vertriebsgebiete von vornherein bekannt waren, fehlte die planvolle, bedarfsgerechte Streuung. Aber gerade in einer Zeit, wo die Fertigungskapazität unserer Rundfunkgerätewerke nicht ausreicht, den Bedarf voll zu decken, muß dieser Aufgabe vom Handel mehr Beachtung geschenkt werden.

Unser Foto zeigt das uns vom DIA Elektrotechnik freundlicherweise zur Erprobung überlassene Gerät. Der 8-Kreis-AM-Super ist mit den Röhren DK 96, 2× DF 96, DAF 96 und DL 96 bestückt und hat folgende Wellenbereiche:

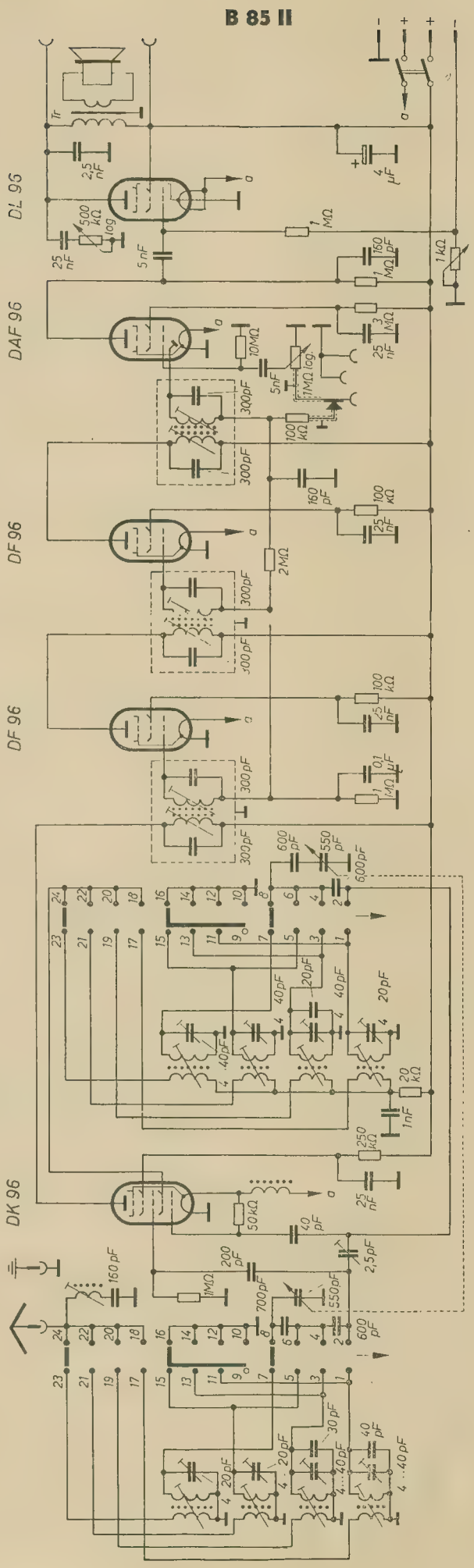
K 1	18,3···	10,2 MHz	≙ 16,5···	29,4 m
K 2	10,3···	5,1 MHz	≙ 29,2···	58,8 m
K 3	5,2···	2 MHz	≙ 57,8···150	m
M	1620···510	kHz	≙ 18,5···590	m

Weitere technische Daten des Empfängers sind:

Betriebsspannung: Heizung 1,5 V
Anode 90 V
Stromverbrauch: Heizung etwa 150 mA
Anode etwa 12 mA
Zwischenfrequenz: 473 kHz
Empfangsgleichrichtung: Diodengleichrichtung
Schwundausgleich: auf 2 Röhren rückwärts wirkend
Kopplung der Filter: induktiv
ZF-Bandbreite: ≈ 4,5 kHz
ZF-Selektion (± 10 kHz): 1 : 400
HF-Empfindlichkeiten
bei 50 mW Ausgangsleistung
f_{mod} = 1000 Hz und m = 30 %: K 1 ≦ 25 µV
K 2 ≦ 15 µV
K 3 ≦ 10 µV
M ≦ 10 µV
HF-Selektion (± 10 kHz): bei 600 kHz ≦ 1 : 400
Spiegelwellenselektion:

K 1	10,5 MHz	1 : 13	18,0 MHz	1 : 2
K 2	5,5 MHz	1 : 20	10,0 MHz	1 : 6
K 3	2,2 MHz	1 : 20	4,5 MHz	1 : 7
M	600 kHz	1 : 1500	1600 kHz	1 : 150

ZF-Sperre: Saugkreis im Antenneneingang
Lautstärkeregelung: stetig regelbar
Tonblende: stetig regelbar
Anschluß für Tonabnehmer: vorhanden
Anschluß für 2. Lautsprecher: hochohmig etwa 10 kΩ



Lautsprecher: permanentdynamischer 2-W-Ovallautsprecher
Ausgangsleistung: 120 mW
Gehäuseabmessungen in mm: Preßst. 410 × 295 × 165
Gewicht: etwa 6 kg ohne Batterie

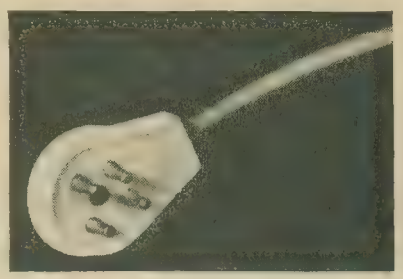
Selektionskurven des B 85 II wurden uns trotz mehrmaliger Anforderung vom Hersteller leider nicht zugestellt. Da keine Beleuchtung für die Skala vorgesehen ist, wäre eine optische Anzeige bei Betrieb des Gerätes zweckmäßig. Jetzt besteht leicht die Gefahr, daß das Ausschalten vergessen wird, wenn das Gerät leise gestellt wurde. *Blodszun*

* * *

Im folgenden soll Herr Günter Strauß aus Blankenfelde, dem wir den Batteriesuper zur Erprobung und Begutachtung übergaben, zu Wort kommen:

Für einige Wochen stand mir der Sonra-Batteriesuper zur Erprobung zur Verfügung. In dem dunklen Preßstoffgehäuse glaubt man einen kleinen Heimempfänger der mittleren Preisklasse vor sich zu haben, der sich recht gut in jedes Zimmer einfügt.

Die Empfindlichkeit dürfte auch etwa der eines kleinen Heimsupers mit Netzanschluß entsprechen. Allerdings empfiehlt es sich, bei am Ort schwach einfallenden Sendern eine gute Antenne zu verwenden, damit der Rauschpegel niedrig gehalten wird. Die im Gerät enthaltene regelbare Tonblende gestattet, etwaiges Rauschen abzuschwächen. Doch noch etwas zum Klang des Gerätes. Natürlich kann man keinen „3-D-Ton" eines Netzsupers modernster Bauart erwarten, das ist technisch bei einem Batteriegerät, das einen sparsamen Batterieverbrauch gewährleisten soll, nicht möglich. Dennoch ist die Wiedergabe als recht gut zu bezeichnen; jedenfalls übertrifft sie die Güte der im Handel erhältlichen Kofferempfänger beträchtlich. Als sehr angenehm habe ich noch den sinnvoll gehaltenen Anschluß an die Spezialbatterie empfunden. Waren doch bei Batteriegeräten früher viele Schnüre für den Akku, die Anodenbatterie und schließlich noch für eine Gitterbatterie erforderlich. Bei dem vorliegenden Gerät ist lediglich ein vierpoliges Kabel mit einem unverwechselbaren Stecker geschaffen, dieser wird in die Spezialbatterie eingesetzt, und schon ist der Apparat betriebsklar. Bei Koffergeräten macht man oft die unangenehme Erfahrung, daß bei einem längeren Betrieb, besonders wenn die Batterien nicht mehr ganz frisch sind, durch ein Absinken der Betriebsspannungen eine Leistungsminderung eintritt. Bei der hier verwendeten Spezialbatterie hat man gleich eine größere Kapazitätsreserve geschaffen, so daß auch bei einem längeren Betrieb kein merkliches Abfallen der Leistung zu erwarten ist. Von mir durchgeführte Spannungsmessungen ergaben nach vielstündigem Betrieb noch eine Heizspannung von 1,35 V, lediglich die Anodenspannung sank auf etwa 65 V, was aber noch voll ausreichte, um eine lautstarke Wiedergabe zu gewährleisten.



Der Anschluß für die kombinierte Heiz-Anodenbatterie

NOCHMALS:

Der Synchrodetektor

WERNER TÄGER

Auf Wunsch zahlreicher Leser bringen wir nach unserem Artikel „Die Synchrodetektorschaltung im UKW-Empfänger" [Heft 17 (1958) S. 536], in dem zu einigen praktischen Schalt- und Abgleichproblemen Stellung genommen wurde, noch einmal eine Veröffentlichung über die Prinzipien dieser verhältnismäßig noch unbekannten Methode der FM-Demodulation. Gleichzeitig fragen wir die Verantwortlichen, insbesondere den Hauptdirektor und den Leiter der Forschung und Entwicklung der VVB Rundfunk und Fernsehen, wann wir damit rechnen können, daß ein UKW-Empfänger mit Synchrodetektorschaltung — oder einer anderen Schaltung, die eine mindestens ebenso hohe Trennschärfe im UKW-Bereich ermöglicht — auf dem Markt der DDR erscheint. Denn auch auf dem UKW-Band wächst die Zahl der Sender, und die Frage der Trennschärfe nimmt auch in der UKW-Technik ständig an Bedeutung zu.

Es ist bekannt, daß die Trennschärfeeigenschaften eines Empfängers von den HF- und ZF-Schwingkreisen bestimmt werden. Die höchste Zahl der in UKW-Empfängern verwendeten Kreise beträgt 12; mehr Kreise zu verwenden wäre unwirtschaftlich, weil so aufgebaute UKW-Empfänger nicht mehr konkurrenzfähig sein würden. Seit einiger Zeit gibt es für den UKW-Empfang allerdings noch eine ganz andere Möglichkeit, die Trennschärfe zu erhöhen, basierend auf dem Prinzip des „Synchrodetektors". Im Stockholmer Wellenplan wurde für UKW-Empfänger eine Mindesttrennschärfe von 1,7 : 1 für den Nachbarkanal festgelegt; das ist ein sehr bescheidener Wert, der auf die Dauer nicht befriedigen kann. Bei Empfängern, die nach dem Synchrodetektorprinzip arbeiten, kann man dagegen mit Leichtigkeit eine Trennschärfe von 2000 : 1 erreichen, also etwa das 1200fache des oben angegebenen Mindestwertes!

Das Prinzip des Synchrodetektors zeigt Bild 1[1]), das einer Druckschrift der Körting Radio Werke, Grassau, entnommen ist, die derartige Empfänger unter der Bezeichnung „Syntektor" herstellen. Die Eingangsfrequenz gelangt nach Verstärkung in der UKW-Vorstufe (1/2 ECC 81, Verstärkung etwa 5- bis 7fach) zum Gitter der selbstschwingenden Mischstufe (1/2 ECC 81). Die Überlagerung durch die Oszillatorfrequenz erfolgt additiv. Die Abnahme der ZF erfolgt über ein Bandfilter. Die Mischverstärkung der Mischstufe beträgt etwa 30 vom Gitter der Mischröhre bis zum Sekundärkreis des Bandfilters. Von hier aus gelangt die ZF zum Eingang des dreistufigen ZF-Verstärkers. Die erste Stufe (E(B)F 80) verstärkt als Breitbandverstärker (100 kHz bis 20 MHz) die UKW-ZF etwa 3,5fach, die zweite Stufe (Heptodensystem einer ECH 81) verstärkt etwa 35fach bis zum Sekundärkreis des entsprechenden Bandfilters. Die dritte Stufe (E(B)F 80) verstärkt etwa 50fach bis zur ersten Diode (Regelspannungsgleichrichter) der gleichen Röhre. Vom anodenseitigen ZF-Kreis der zweiten E(B)F 80 gelangt die ZF zum Gitter des Anodenspannungsbegrenzers (Heptodensystem der zweiten ECH 81). Am Ausgang des Anodenkreises dieser Röhre entsteht eine ZF-Spannung von maximal 2 V. Diese wird dem Gitter des Synchrooszillators zugeführt. Der Synchrooszillator (Triodensystem der zweiten ECH 81) schwingt in Meißnerschaltung mit der Frequenz 2,14 MHz ($= {}^1/_5 \cdot 10{,}7$ MHz). Die Verhältnisse im Synchrooszillator verdeutlicht Bild 2. Der 2,14-MHz-Schwingkreis wird durch den Kondensator C_{512} und die parallel geschaltete Spule gebildet. Die im Gitterkreis der Synchrooszillatortriode liegende

[1]) Siehe auch radio und fernsehen 15 (1955) S. 469

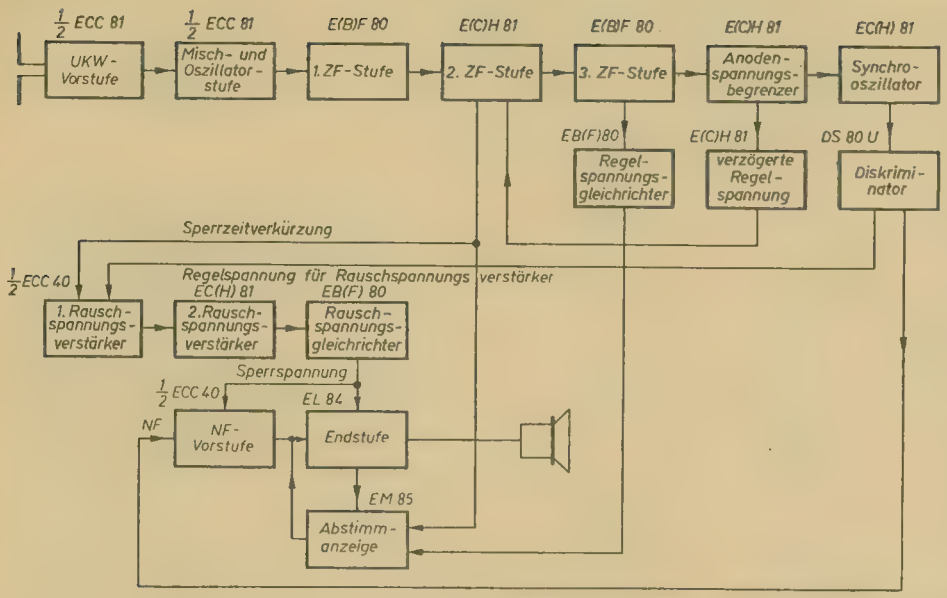


Bild 1: Blockschaltbild eines Empfängers mit Synchrodetektor und Rauschspannungsunterdrückung

Rückkopplungsspule ist durch den Kondensator C_{701} für die Grundfrequenz 10,7 MHz überbrückt. Der aus dem Kondensator C_{513}, der zugehörigen Spule und dem Widerstand R_{513} gebildete Kreis ist ebenfalls auf die Oszillatorfrequenz (2,14 MHz) abgestimmt und mit dem Oszillatorkreis etwa kritisch gekoppelt. Er verflacht die Resonanzkurve des Oszillatorkreises, so daß die Synchronisierschwelle im in Betracht kommenden Frequenzbereich — 2,14 MHz ± 30 kHz — möglichst gleichmäßig niedrig liegt, sie soll bei ± 30 kHz bei etwa 0,2 V liegen. Am Steuergitter der Triode liegen die vierte und sechste Oberwelle des Oszillators, und zwar gleichzeitig mit der ursprünglichen ZF von 10,7 MHz. Es erfolgt eine additive Mischung, so daß der Anodenstrom außer der Oszillatorfrequenz 2,14 MHz auch noch die Differenzfrequenzen $6 \cdot 2{,}14 - 10{,}7 = 2{,}14$ MHz und $10{,}7 - 4 \cdot 2{,}14 = 2{,}14$ MHz enthält. Die frequenzmodulierte ZF „zieht" nun bei ihrer Abweichung von ihrem mittleren Wert 10,7 MHz die Oszillatorfrequenz mit, und zwar vermittels der Differenzströme, so daß der Synchrooszillator stets exakt auf $^1/_5$ der ZF schwingt und die FM entsprechend — natürlich mit $^1/_5$ des ursprünglichen Frequenzhubes — mitmacht. Dabei treten im Oszillatorkreis Phasenverschiebungen auf, aus denen mit Hilfe des nachfolgenden Diskriminatorkreises die demodulierte NF-Spannung gewonnen werden kann. Da der Wert der Oszillatoramplitude (etwa 15 V) durch die Amplitude der ZF (maximal 2 V am Gitter des Synchrooszillators) unbeeinflußt bleibt, ist diese weitgehend frei von AM-Resten, die Begrenzung somit optimal.

Der Mitnahmebereich des Synchrooszillators ist durch die Dimensionierung im Oszillatorkreis sowie durch das Verhältnis von Synchronisieramplitude — dem Signal — und Oszillatoramplitude gegeben. Da die Synchronisieramplitude infolge des Anodenspannungsbegrenzers im Heptodensystem der zweiten ECH 81 den Wert von 2 V nicht übersteigen kann, und die Oszillatoramplitude festliegt, hat auch der maximale Mitnahmebereich einen definierten Wert, er beträgt etwa 350 kHz. Ohne Schrotrauschen wäre dieser Wert wegen der hohen HF- und ZF-Verstärkung bei 1 μV Eingangsspannung fast erreicht; durch das Schrotrauschen wird der Mitnahmebereich scheinbar verkleinert, da das FM-Signal auf den Flanken der Bandfilterdurchlaßkurve gegenüber dem Rauschen benachteiligt wird.

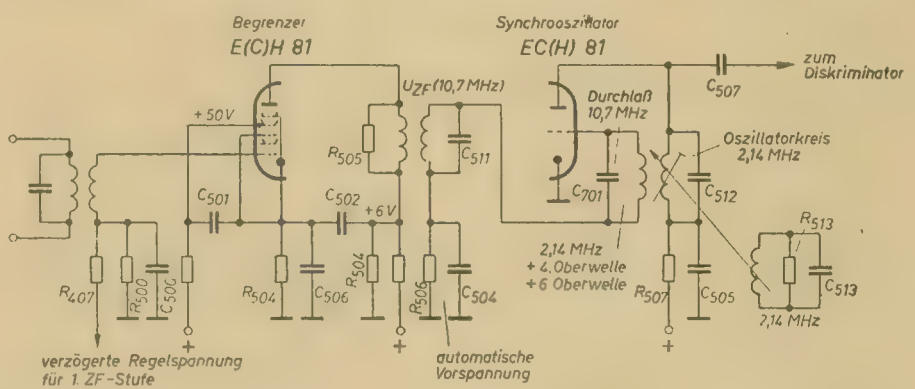


Bild 2: Synchrodetektorschaltung

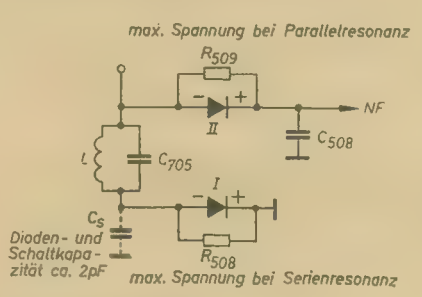


Bild 3: Der Diskrimator

Die Trennschärfe des Synchrodetektors ist theoretisch unbegrenzt hoch, da der Synchrooszillator außerhalb des Mitnahmebereichs nicht anspricht. Praktisch ergibt sich jedoch dadurch eine Schwierigkeit, daß die Unterdrückung eines schwachen Signals durch ein starkes Signal im Nachbarkanal in den letzten ZF-Stufen bzw. im Begrenzer durch Übersteuerung bzw. Selbstregelung kleingehalten werden muß. Es ist aber leicht möglich, die Selektion des ZF-Verstärkers erheblich zu steigern. Damit ist eine Gesamttrennschärfe von 1 : 1000 bis 1 : 10000 leicht erreichbar.

Interessant ist der Fangeffekt des Synchrodetektors. Zwei Sender auf gleichem Kanal lassen sich durch den Synchrodetektor mit etwa 30 dB Störabstand trennen, sobald die Amplitude des einen Signals die des anderen um 40% bis 50% übersteigt, da die Synchronisation stets durch das kräftigere Signal erfolgt. Ebenso wird das Eigenrauschen mit rund 30 dB unterdrückt, sobald das Nutzsignal um 30% bis 50% stärker als die maximale Summenrauschspannung ist.

Zur Demodulation wird die frequenzmodulierte Oszillatorspannung über den Kondensator C_{507} (Bild 2) einem einfachen Diskriminator (Bild 3) zugeführt. Seine Arbeitsweise ist folgende: Die erste Diode erhält ihre maximale Spannung, wenn der Diskriminatorkreis als Induktivität in Serienresonanz mit der Diodenkapazität liegt, also bei einer Frequenz, die unterhalb der Resonanzfrequenz des Diskriminatorkreises liegt. Die zweite Diode erhält ihre maximale Spannung bei der Resonanzfrequenz (Parallelresonanz) des Diskriminatorkreises. Die Diskriminatorkurve erstreckt sich also über den Frequenzbereich zwischen Serienresonanz und Parallelresonanz der Kreise. Die NF wird schließlich als Differenz beider Diodenrichtspannungen abgenommen und gelangt in bekannter Weise über die Deakzentuierung und den Lautstärkeregler zum NF-Vorverstärker.

Da die Größe der vom Synchrodetektor abgegebenen NF-Wechselspannung nur von der Amplitude und dem Frequenzhub des Synchrodetektors abhängt, nicht dagegen von der Signalamplitude, folgt, daß auch das Rauschen auf der NF-Seite einen festen Wert annimmt. Dieser ist durch die Oszillatoramplitude, die Breite des Mitnahmebereiches (etwa 300 kHz) und die statistische Verteilung der Phasenschwankungen (die Amplitudenschwankungen sind unterdrückt) gegeben. Die somit beim Synchrodetektor fest definierte Rauschspannung tritt nur dann in Erscheinung, wenn kein Signal einfällt. Sobald ein Signal die stärksten

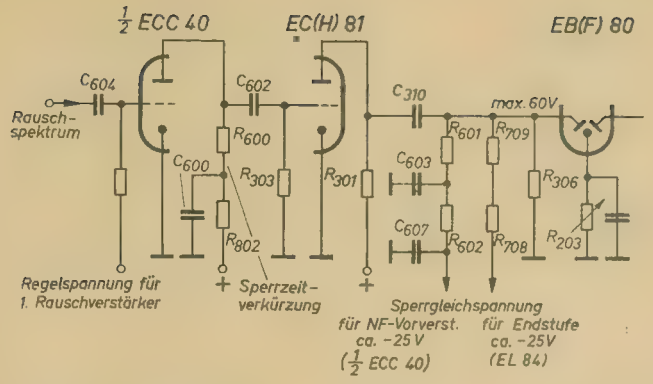


Bild 4: Rauschspannungsverstärker

Rauschspannungsanteile auf der HF-Seite um etwa 30% übersteigt, erfolgt Synchronisation mit der Frequenz dieses Signals, und das Rauschen verschwindet vollständig (Fangeffekt). Die Tatsache, daß bei Einfall eines — auch sehr schwachen — Signals die NF-Rauschspannung stark absinkt, wird bei den mit dem Synchrodetektor ausgerüsteten UKW-Empfängern zur Unterdrückung des Rauschens zwischen zwei Stationen beim Abstimmvorgang ausgenützt (siehe auch Bild 4). Über den Kondensator C_{604} werden im wesentlichen die Rauschfrequenzen vom Diskriminator abgenommen und dem ersten Rauschspannungsverstärker (1/2 ECC 40) zugeführt. Von dort gelangt die Rauschspannung über den Kondensator C_{602} zum zweiten Rauschspannungsverstärker (Triodensystem der ersten ECH 81) und weiter über den Kondensator C_{310} zum Rauschspannungsgleichrichter (Diodensystem der EBF 80). Die hier entstehende Gleichspannung erreicht Werte von —40 bis —60 V. Diese Gleichspannung wird über Siebglieder (R_{601}, R_{602}, C_{603}, C_{607}) dem Gitter der NF-Vorstufe (1/2 ECC 40) und der Endstufe (EL 84) als Sperrspannung zugeführt. Der Gleichrichter arbeitet mit Verzögerung (R_{203}). Die Verzögerungsspannung wird mittels des Regelwiderstandes R_{203} so eingestellt, daß zwischen den Stationen eine sichere Sperrung der NF-Amplitude gerade erfolgt. Der Öffnungsmechanismus der Sperrautomatik spricht zwischen 0,5 und 1 μV Eingangsspannung sicher an.

HAGEN JAKUBASCHK

Einfaches Mikrofon mit umschaltbarer Richtcharakteristik

Der beschriebene Lösungsweg für die Erzielung einer veränderlichen Mikrofon-Richtcharakteristik ist nicht exakt — besonders bei höheren Frequenzen kann der Einfluß der Laufzeit bzw. die Beugung am Gehäuse nicht mehr vernachlässigt werden. Legt man jedoch nicht den strengen Maßstab der Studiotechnik an, so ist der nachfolgende Beitrag eine willkommene Unterstützung, besonders für den Tonbandamateur, der sich gern auf einfache Art hilft.

Das Standardmikrofon des Amateurs ist im allgemeinen das Kristallmikrofon. Die Gründe dafür liegen in seinem robusten und preisgünstigen Aufbau. Für bestimmte Aufnahmezwecke ist es jedoch manchmal wünschenswert, ein Mikrofon zu besitzen, das eine oder mehrere ausgeprägte „Nullstellen" aufweist, so z. B. wenn bei einer Lautsprecherübertragung akustische Rückkopplung zu befürchten ist. Das Mikrofon kann dann so angeordnet werden, daß seine „Nullstelle" zum Lautsprecher weist, so daß es dessen Schall praktisch nicht oder kaum aufnimmt. Es ist nun möglich, zwei normale, gleiche Kristallmikrofone so zusammenzuschalten, daß die gemeinsame Charakteristik etwa eine Acht ergibt. Im Bild 2 sind zwei derartige Mikrofone und ihre Zusammenschaltung skizziert. Bild 1 zeigt das sich ergebende Richtdiagramm für zwei Frequenzen: 400 Hz und 4 kHz. Zur Verdeutlichung der Zusammenhänge wurden im Bild 2 die Anschlüsse der Mikrofone mit Plus und Minus gekennzeichnet. Es ist erkennbar, daß die Mikrofone nicht gleich-, sondern gegenphasig zusammengeschaltet sind. Die beiden Mikrofone werden so montiert, daß sie einander die Rückseiten zukehren. Die Ausgangsspannung des so gebildeten Kombinationsmikrofones ist jetzt nicht mehr dem auf die Kapsel auftreffenden Schalldruck direkt, sondern der Differenz der auf beide Membranen treffenden Schalldrücke proportional. Sind diese gleich — das ist der Fall, wenn der Schall beide Kapseln von der Seite trifft —, so ist die Ausgangsspannung Null. Dagegen ist die Empfindlichkeit von vorn und hinten gleich groß.

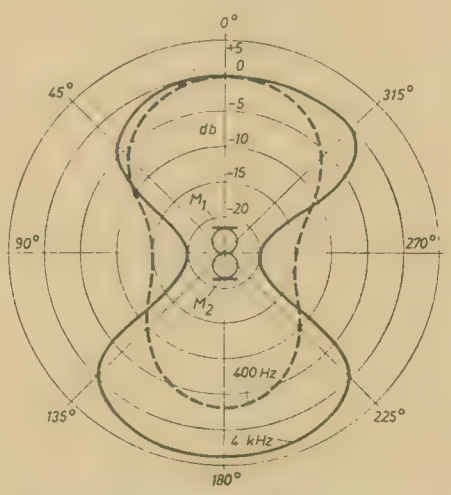


Bild 1: Richtdiagramm zweier gegenphasig zusammengeschalteter Mikrofone für 400 Hz und 4 KHz

Zur praktischen Ausführung werden die Einsatzkapseln zweier normaler Kristallmikrofone des gleichen Typs ohne Gehäuse benutzt. Sehr gut eignet sich hierzu die bekannte kleine, sehr preiswerte RFT-Kristalleinsatzkapsel Typ 7050 U 2 vom VEB Funkwerk Leipzig, die z. B. im FT-Schwanenhals-Mikrofon oder in den älteren, zu den Tonbandgeräten der MTG-Serie mitgelieferten Tischmikrofonen enthalten ist. Sie ist im Einzelhandel zum Preis von knapp 10,— DM erhältlich. Minderwertige Kapseln mit unausgeglichenem Frequenzgang sind dagegen ungeeignet. — Die beiden Kapseln werden Boden an Boden eng zusammengesetzt und in einem gemeinsamen kleinen Haltering gefaßt.

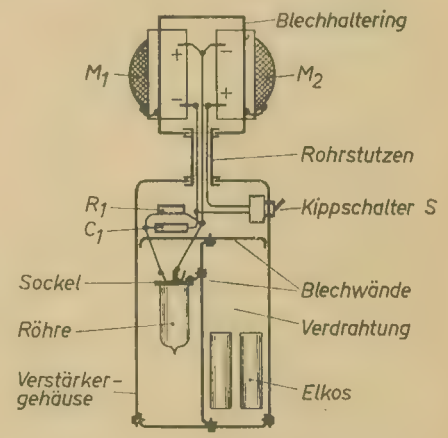


Bild 2: Zusammenschaltung und Montage zweier Mikrofone

Durch Abschalten einer Kapsel kann erreicht werden, daß die zweite Kapsel jetzt in gewohnter Weise arbeitet. Der Amateur hat es also in der Hand, die Richtcharakteristik seines Mikrofons umschaltbar zu machen. Wegen der Brummgefahr ist der Einbau eines Schalters in

eine der Kapselzuleitungen jedoch nicht ganz unkritisch. Bei höheren Ansprüchen an die Wiedergabequalität empfiehlt es sich für den Amateur, die Mikrofonkapseln mit dem Vorverstärker nach Art eines Kondensatormikrofons organisch zusammenzubauen und „fliegende" Leitungen zwischen Mikrofon und Vorverstärker zu vermeiden.

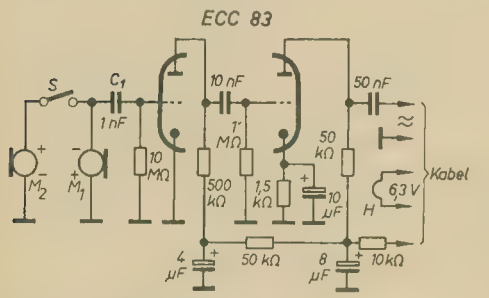


Bild 3: Mikrofonverstärker

Bild 2 zeigt die Montage der beiden Kristallkapseln. Diese werden mit dem zugehörigen — nicht gezeichneten — Gummihaltering beiderseits auf einen gemeinsamen Blech-Haltering aufgesteckt, der mit einem kurzen Rohrstutzen auf das Vorverstärkergehäuse (die „Flasche") aufgesetzt wird. Im Oberteil der Verstärkerflasche befindet sich in einer eigenen Abschirmkammer der Schalter für die Richtcharakteristik und die Gitterkombination der ersten Verstärkerstufe, darunter in üblicher Anordnung — im Bild nur angedeutet — der Verstärkerteil. Dessen Schaltung zeigt Bild 3. Die Stromversorgung des Verstärkerteiles, der — bis auf die Gitter-Anlaufstromschaltung der ersten Stufe, die sich hier hinsichtlich Frequenzgang und Brummfreiheit empfiehlt — keinerlei schaltungstechnische Besonderheiten aufweist, geschieht zweckmäßig über ein mehradriges Kabel aus dem Netzteil des nachfolgenden Verstärkers. Selbstverständlich ist auch die Stromversorgung aus einem eigenen Netzteil möglich. Dieser kann in üblicher Art aufgebaut und sehr klein ausgelegt werden, da er kaum eine nennenswerte Leistung aufzubringen hat. Es empfiehlt sich jedoch, ihn in einem getrennten Gehäuse aufzubauen, um die Verstärkerflasche nicht unnötig groß und schwer gestalten zu müssen und um den Brummabstand des Mikrofons nicht zu verschlechtern, was bei Einbau des Netzteiles in die Flasche und nicht ganz einwandfreiem Aufbau leicht geschehen kann.

Bei den Kapseln ist auf richtige Zusammenschaltung zu achten. Soweit die Kapselanschlüsse nicht in irgendeiner Form (Farbpunkte o. ä.) gekennzeichnet sind, ist die richtige Polung durch Versuch zu ermitteln, wobei zu beobachten ist, ob seitlich Nullstellen auftreten. Erwähnt sei noch, daß durch gleichphasige Zusammenschaltung der Kapseln (Parallelschaltung, Plus an Plus, Minus an Minus) und Montage in der beschriebenen Weise an Stelle der Achtercharakteristik eine angenäherte Kugelcharakteristik erreicht werden kann. Bei Abschalten einer Kapsel mittels des Schalters entsteht wiederum die ursprüngliche Charakteristik.

Einige technische Daten von Solarbatterien

Obwohl in der Fachliteratur schon häufig von Solarbatterien die Rede war, fehlten doch bisher genaue Angaben über technische Ausführungen und zu erwartende elektrische Leistungen. Im folgenden sollen nun einige Zellentypen amerikanischer Fertigung beschrieben und mit einem Selenfotoelement verglichen werden. Die Sonnenbatterien verwenden Silizium als Rohstoff und sind bis zu einer Temperatur von 85° C einsetzbar. Bei intermittierendem Betrieb sind sogar 100° C als Grenztemperatur zugelassen. Der ausgenutzte Wellenlängenbereich liegt bei 0,7 bis 0,85 µ, also im langwelligen Teil des Sonnenspektrums. Die Leerlaufspannung einer Zelle beträgt 0,5 V. Diese Zellen können zu Batterien zusammengesetzt und entweder parallel oder hintereinander geschaltet werden. Die in der Tabelle 1 angegebenen Werte gelten für eine Umgebungstemperatur von 25° C. In der Tabelle 2 sind die Abmessungen und technischen Daten von zwei Sonnenbatterien mit 4 V und 2 V Klemmenspannung angegeben. Demgegenüber stehen die Daten eines Selenfotoelementes, das bei einem Außenwiderstand von 10 Ω und einer Beleuchtungsstärke von 100000 Lux eine Spannung von 0,5 V bei 2 mA Strom liefert. Bei mittlerem Sonnenlicht und einem Außenwiderstand von 100 Ω kann eine elektrische Leistung von 300 µW entnommen werden. Eine vergleichbare Siliziumzelle liefert etwa die dreifache Leistung. Belegt man die Seitenfläche eines kleinen Transistorkofferempfängers mit Siliziumfotoelementen, dann kann bei einer Größe von 206 × 122 mm² eine elektrische Leistung von 72 mW bei Bestrahlung mit 100000 Lux erzeugt werden. Dies genügt für einen Transistortaschenempfänger. Der allgemeinen Anwendung steht zur Zeit noch der hohe Preis und die schwierige Technologie im Wege.

Fischer

Tabelle 1: Siliziumfotoelemente

Standard-Zellentypen	Gesamtabmessung mm	aktive Fläche cm²	20000 Lux		50 000 Lux		100000 Lux	
			V	mA	V	mA	V	mA
1 B 2	18,3 × 11,2	1,68	0,24	1	0,25	2	0,26	3,5
1 B 5	36,6 × 16,3	4,91	0,24	3	0,25	6	0,26	10
1 B 10	43 × 22,3	8,15	0,24	5	0,25	10	0,26	17
1 B 15	43 × 43	18,5	0,24	9	0,25	18	0,26	30
1 B 20	50,8 × 50,8	21,1	0,24	12	0,25	23	0,26	37
1 B 30	82,5 × 82,5	60,6	0,24	32	0,25	60	0,26	100

Tabelle 2: Sonnenbatterien

Standard-Zellentypen	Gesamtabmessung mm	Aktive Fläche cm²	20000 Lux		50000 Lux		100000 Lux	
			V	mA	V	mA	V	mA
SB-16 B 10	206 × 122	—	4	5	4	10	4	18
SB- 8 B 15	206 × 122	—	2	9	2	18	2	30

Haben Sie schon daran gedacht, gleich im neuen Jahr radio und fernsehen zu abonnieren?

Dipl.-Ing. G. WINKLER und Dipl.-Ing. W. DRECHSEL

Rauschmessungen an Transistoren Teil 2 und Schluß

Obwohl der Rauschfaktor F den rauschenden Vierpol nicht vollständig charakterisiert — im Teil 1 wurde gezeigt, daß hierzu im allgemeinen vier Kenngrößen nötig sind — soll er hier zur Beschreibung des Transistors hinsichtlich des Rauschens herangezogen werden. Der Rauschfaktor ist außer vom Transistor, abhängig von der Schaltung, in der sich der Transistor befindet (z. B. Gegenkopplungsschaltung) und vom Generatorinnenwiderstand R_g. Der Transistor wird bei diesen Messungen (Bild 16) in Emitterschaltung betrieben.

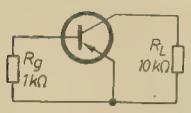


Bild 16: Transistor-Emitterschaltung (Grundschaltung)

Die äußeren Schaltglieder sind also nur R_L und R_g. Es kann nachgewiesen werden, daß R_L als relativ nichtrauschender Widerstand keinen Einfluß und das tatsächlich vorhandene Rauschen von R_L infolge der Verstärkung des Transistors nur einen geringfügigen Einfluß auf den Rauschfaktor besitzt.
Ferner ist der Rauschfaktor für einen Generatorinnenwiderstand R_g von 500 bis 1500 Ω bei den drei Schaltungsarten (Basisschaltung, Emitterschaltung, Kollektorschaltung) nahezu unabhängig von R_g. Der in dieser Schaltung bei $R_g = 1000\ \Omega$ (konst.) gemessene Rauschfaktor gibt also das Rauschverhalten des Transistors gut wieder.
Der maximale Meßfehler läßt sich aus der Bestimmungsgleichung (20) für den Rauschfaktor berechnen.
Mit

$$\alpha = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}$$

und $\quad \Delta\alpha_1 = \Delta\alpha_2 = \Delta\alpha$

ergibt sich:

$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{\Delta I_s}{I_s} + \frac{\Delta R_g}{R_g} + 4\,\frac{\Delta \alpha}{\alpha}. \qquad (24)$$

Bei einem üblichen mittleren Zeigerausschlag von $\alpha = 2{,}5$ änderte sich α infolge der dauernden Schwankung der Rauschspannung um etwa $\Delta\alpha = 0{,}15$.
Mit $\frac{\Delta I_s}{I_s} = 0{,}05$ (Fehler beim Ablesen des Rauschdiodenstromes) und

$$\frac{\Delta R_g}{R_g} = 0$$

erhält man:

$$\frac{\Delta F}{F} = 0{,}05 + 4 \cdot \frac{0{,}15}{2{,}5} = 0{,}29,$$

d. h. $\frac{\Delta F}{F} \approx 30\%$ (maximal).

Ferner schwankt die Zimmertemperatur etwa im Bereich von + 17° C bis + 26° C. Um vergleichbare Meßwerte zu erhalten, muß noch untersucht werden, ob die Temperaturabhängigkeit des Rauschfaktors in diesem Bereich stark in Erscheinung tritt. Das Weglaufen des Arbeitspunktes (U_c, J_c) mit der Temperatur wurde durch geringfügige Nachregelung des Basisstromes ausgeglichen.

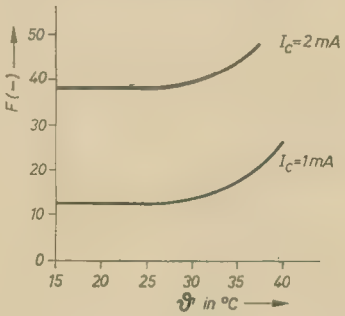


Bild 17: Temperaturabhängigkeit des Rauschfaktors

Im Bild 17 sind die Meßergebnisse des Rauschfaktors in Abhängigkeit der Temperatur mit I_c als Parameter dargestellt. In dem genannten Temperaturbereich liegt also der Fehler durch Nichtbeachtung der jeweiligen Zimmertemperatur noch weit unterhalb des Meßfehlers.

Der Rauschfaktor in Abhängigkeit von der Frequenz

Der grundsätzliche Verlauf, den man bei jedem Transistor und in jedem Arbeitspunkt findet, ist im Bild 18a gezeigt.

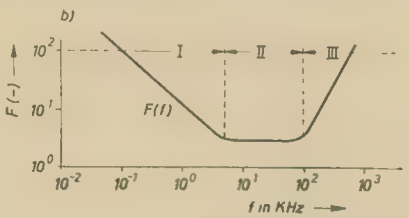


Bild 18a: Frequenzabhängige Rauschgebiete des Transistors

Dabei werden drei charakteristische Gebiete unterschieden:
a) Das Gebiet (I) des Funkelrauschens
Der Verlauf des Rauschfaktors ist etwa umgekehrt proportional der Frequenz $\left(F \sim \frac{1}{f}\right)$.
Im doppeltogarithmischen Maßstab aufgetragen erhält man eine fallende Gerade. Der Bereich des Funkelrauschgebietes ist bei jedem Transistor verschieden und endet etwa bei 1 bis 10 kHz.
Die untere Grenze des $\frac{1}{f}$-Ganges liegt weit unterhalb 1 Hz. Die in diesem Beitrag (bis 500 Hz herab) gemessenen Kurven können aus diesem Grunde nach tieferen Frequenzen hin extrapoliert werden. Das geschieht einfach dadurch, indem die Gerade im doppeltlogarithmischen Maßstab nach tieferen Frequenzen hin verlängert wird.
Der in Kenndatenblättern angegebene Rauschfaktor wird schmalbandig und bei f = 1 kHz gemessen. Er liegt also in den meisten Fällen noch im Funkelrauschgebiet.

b) Das Gebiet (II) des weißen Rauschens

Unter einem weißen Rauschspektrum versteht man ein von der Frequenz unabhängiges Rauschspektrum, also F = konstant.
Es beginnt scheinbar dort, wo das Funkelrauschen endet. Man kann jedoch nachweisen, daß das weiße Rauschen auch im Gebiet I vorhanden ist; es wird nur überlagert vom Funkelrauschen. Die obere Grenze des Gebietes mit konstantem Rauschfaktor liegt etwa bei 100 bis 500 kHz. Sie ist abhängig von der oberen Grenzfrequenz des Transistors.

c) Das Gebiet (III) des Hochfrequenzrauschens

Der zusätzliche Anteil des Rauschens zum weißen Rauschen bei hohen Frequenzen soll mit Hochfrequenzrauschen bezeichnet werden. Es sind im Transistor grundsätzlich die gleichen Rauschquellen wirksam wie im Gebiet II des weißen Rauschens. Jedoch sinkt die Stromverstärkung α mit höheren Frequenzen und damit nimmt ebenfalls auch die Verstärkung ab. Nun ist F gegeben durch die Beziehung

$$F = \frac{\mathfrak{N}_E / N_E}{\mathfrak{N}_A / N_A}$$

und $\frac{\mathfrak{N}_E}{N_E}$ sei konstant gehalten.
N_A entstammt größtenteils der Kollektorseite des Transistors, bleibt also bei Erhöhung der Frequenz etwa konstant. Infolge der kleiner werdenden Verstärkung sinkt aber $\mathfrak{N}_A$ rapid ab, so daß der Rauschfaktor ansteigen muß [5].
Der Anstieg des Rauschfaktors beginnt etwa bei einer Frequenz, die sich errechnet aus

$$f_1 \approx \frac{\alpha \cdot \text{Grenzfrequenz}}{3} \approx \frac{f\,\alpha}{3}. \qquad (25)$$

Die einzelnen Transistortypen zeigen etwa die im Bild 18b angegebenen Unterschiede im Frequenzverlauf und in der

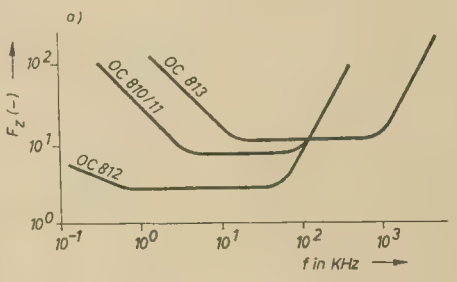


Bild 18b: Unterschiedlicher Frequenzverlauf und Rauschfaktor

Größe des Rauschfaktors. Eine allgemein gültige Aussage kann nicht gemacht werden, da die Messungen nur an einer geringen Anzahl der einzelnen Transistortypen vorgenommen wurden.

Entwicklung von Abschätzungsformeln für den Praktiker

In der Praxis liegt meist nicht der gemessene Frequenzverlauf des Rauschfaktors vor. Auf eine derart genaue Kenntnis des Rauschfaktors wird dort im allgemeinen kein Wert gelegt. Oft genügt die Größenordnung des Rauschfaktors. Es sei deshalb hier ein Verfahren gezeigt, mit dem man bei der Kenntnis des Rauschfaktors, der bei 1 kHz gemessen oder angegeben (siehe Datenblätter) wurde, eine Abschätzung des tatsächlichen in der jeweiligen Schaltung wirkenden mittleren Rauschfaktors F_m vornehmen kann.

Bezeichnet man den Rauschfaktor des weißen Rauschens mit F_o und den Rauschfaktor, der bei $f = 1$ kHz gemessen wurde, mit F_1, dann erhält man für den mittleren Rauschfaktor bei Annahme eines exakten $\frac{1}{f}$-Ganges:

$$F_m = F_o + \frac{F_1 + F_o}{B} \cdot \ln \frac{f_o}{f_u} \qquad (26)$$

$$F_m \approx F_o + \frac{F_1}{B} \cdot \ln \frac{f_o}{f_u} \quad (\text{bei } F_1 \gg F_o).$$

Hierbei ist B die Bandbreite des Gesamtsystems (z. B. eines Mikrofonverstärkers), f_o bzw. f_u die obere bzw. die untere Grenzfrequenz des Systems. Es ist also $B = f_o - f_u$.

F_1 muß hierbei als bekannt vorausgesetzt werden. F_o wird mit Hilfe folgender Gleichung aus F_1 erhalten:

$$F_1 = F_o + K\,(F_o - 1)^2. \qquad (27)$$

In Näherung gilt auch $F_1 \approx K \cdot (F_o - 1)^2$. Die Konstante K liegt im Bereich von 0,2 bis 6 und ist vom jeweiligen Arbeitspunkt abhängig. Ist für den jeweiligen Arbeitspunkt nur der Rauschfaktor des weißen Rauschens (F_o) bekannt, so kann man die folgende Beziehung zur Abschätzung des mittleren Rauschfaktors F_m verwenden:

$$F_m = F_o + \frac{K\,(F_o - 1)^2}{B} \cdot \ln \frac{f_o}{f_u}. \qquad (28)$$

Zwei Beispiele sollen die Anwendung der angegebenen Abschätzungsformel zeigen. Zur Kontrolle dieser Rechnung wurde eine Transistor-NF-Stufe aufgebaut. Die Bandbreite (f_o und f_u) wurde durch Kapazitäten verändert und der breitbandige Rauschfaktor F_m jeweils gemessen.

1. Gegeben sind: $K = 3$, $f_o = 35$ kHz, $f_u = 5$ kHz und $F_1 = 9$

$$F_o = \sqrt{\frac{F_1 - F_o}{K}} + 1 \approx \sqrt{\frac{F_1}{K}} + 1,$$

$$F_o \approx \sqrt{\frac{9}{3}} + 1 \approx 2{,}7,$$

$$F_m = 2{,}7 + \frac{3\,(2{,}7 - 1)^2}{30} \cdot \ln \frac{35}{5} \approx 3{,}27.$$

Gemessen wurde $F_m = 3{,}3$.

2. Gegeben sind: $K = 3$, $f_o = 10$ kHz, $f_u = 0{,}7$ kHz und $F_1 = 9$

$$F_m = 2{,}7 + \frac{3\,(2{,}7 - 1)^2}{9{,}3} \cdot \ln \frac{10}{0{,}7} \approx 5{,}2$$

Gemessen wurde $F_m = 5{,}6$.

Für die Beispiele (1) und (2) läßt sich außerdem folgende einfache Gleichung anwenden:

$$F_m \approx F_o + \frac{F_1}{B} \cdot \ln \frac{f_o}{f_u}.$$

An den Beispielen ist also zu ersehen, daß mit den Abschätzungsformeln durchaus brauchbare Ergebnisse zu erzielen sind. Voraussetzung für die Benutzung der angeführten Beziehungen ist die Einhaltung des Arbeitspunktes in dem F_o oder F_1 gemessen wurde. In den Datenblättern der Industrie wird der Rauschfaktor F_1 oft für den Arbeitspunkt $-U_{ce} = 1$ V und $-I_c = 1$ mA angegeben.

Der Rauschfaktor in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt

Wichtig ist die Kenntnis des Verlaufes des Rauschfaktors in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt, da hiermit der Schaltungstechniker das optimale Signal/Rauschverhältnis einstellen kann.

In letzter Zeit ist oft gefragt worden, weshalb das jeweilig aufgebaute System trotz Verwendung eines relativ rauscharmen ransistors stark rauscht. Eine nähere

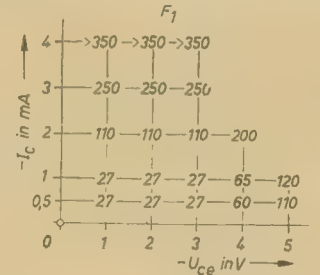


Bild 19: Rauschfaktor F_1 in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt

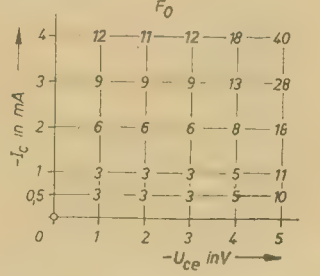


Bild 20: Rauschfaktor F_o in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt

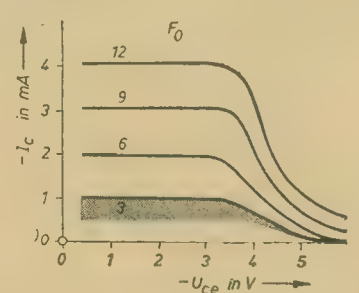


Bild 21: Kurvenverlauf des Rauschfaktors F_o

Untersuchung zeigte jedoch, daß der Arbeitspunkt der Anfangsstufe vollkommen falsch eingestellt war. Einen allgemeinen Überblick sollen die in den Bildern 19 und 20 dargestellten Verteilungen des Rauschfaktors F_1 und F_o im Kennlinienfeld geben.

Im Bild 21 sind die Kurven des gleichen Rauschfaktors F_o dargestellt.

Aus den Bildern 19, 20 und 21 ist zu ersehen, daß der Rauschfaktor bis zu einer bestimmten Kollektorspannung

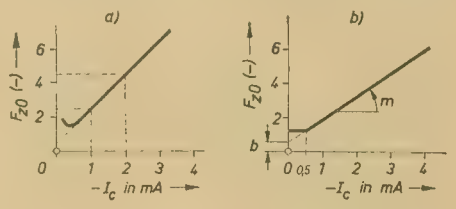


Bild 22a: Linearer Verlauf des Rauschfaktors F_{zo}
Bild 22b: Rauschfaktor F_{zo} (Darstellung der Faktoren m und b)

$-U_{ce}$ nahezu unabhängig von der Kollektorspannung ist. Dieses Gebiet soll zunächst behandelt werden, da Systeme nur dort relativ rauscharm arbeiten. In den Bildern 22 a und 22 b ist der Rauschfaktor F_{zo} (des weißen Rauschens) in Abhängigkeit vom Strom dargestellt. Hierbei überrascht der fast streng lineare Verlauf des Rauschfaktors bei größeren Strömen.

Wenn man aus den (im Teil 1)[1]) abgeleiteten Rauschquellen den Rauschfaktor F_{zo} für den Transistor berechnet, erhält man tatsächlich den gemessenen Verlauf. Es kommt jedoch vor, daß die Messung (maximal um den Faktor 2) höher liegt als die Rechnung. Die Messungen zeigten ferner, daß die Verlängerung der Geraden in 60% der Fälle durch den Nullpunkt führte. Bei den übrigen Transistoren trat eine geringe Verschiebung in Richtung positiver Rauschfaktoren (F_{zo}) auf. Es gilt also nahezu exakt:

$$\frac{F_{zo\,I}}{F_{zo\,II}} = \frac{I_{c\,I}}{I_{c\,II}} \cdot \left| \begin{array}{l} U_c = \text{konst.} \\ I_c > 0{,}5\ \text{mA} \end{array} \right. \qquad (29)$$

$F_{zo} = F_o - 1$ ist der sogenannte Zusatzrauschfaktor. Er beschreibt das Rauschen des reinen Transistors, während in F_o das Rauschen des Generatorinnenwiderstandes enthalten ist.

Der Index I und II soll auf die Verschiedenheit der Arbeitspunkte hinweisen. Der Zusatz $I_c > 0{,}5$ mA trifft für fast alle 'ransistoren zu. Etwas genauer formuliert gilt etwa folgender Kurvenverlauf bei $I_c > 0{,}5$ mA:

$$F_{zo} = m \cdot I_c + b, \left| \begin{array}{l} U_c = \text{konst.} \\ I_c > 0{,}5\ \text{mA} \end{array} \right. \qquad (30)$$

wobei b im Bereich von 0 bis + 5 auftrat. Die Steigung m der Geraden lag im Bereich m = 1 bis m = 10. Die Transistoren streuten also im Verhältnis 1 : 10. Mißt man nun zusätzlich die Stromverstärkung α' und multipliziert m mit α', so liegt der Wert für $m \cdot \alpha'$ im Bereich von 50 bis 150. Das Streuverhältnis ist also von 1 : 10 auf 1 : 3 zurückgegangen. Aus theoretischen Überlegungen geht tatsächlich hervor,

[1]) radio und fernsehen 24 (1958)

daß m für große Generatorinnenwiderstände R_g (etwa 1000 Ω) einer Konstanten zustrebt.
In der Tabelle 1 sind in grober Näherung einige $m \cdot \alpha'$-Werte wiedergegeben.

Tabelle 1

OC 812	$m \cdot \alpha' \approx 80$
OC 813	$m \cdot \alpha' \approx 120$
OC 810	$m \cdot \alpha' \approx 100$
OC 811	$m \cdot \alpha' \approx 100$

Es ist zu beachten, daß bei Kenntnis von α' und I_c (sowie $b \approx 1$) der Rauschfaktor F_{zo} berechnet werden kann. Die Genauigkeit des errechneten F_{zo} reicht jedoch nur zu einer groben Anschätzung aus, die aber in der Praxis bei Veränderung des Arbeitspunktes ausreicht.

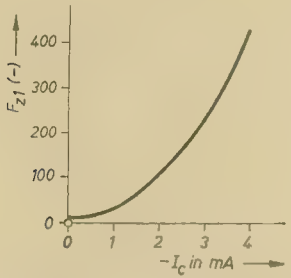


Bild 23: Kurvenverlauf des Rauschfaktors F_{z1} (gemessen bei 1 kHz)

Bild 23 zeigt nunmehr den Verlauf des Rauschfaktors $F_{z1} = F_1 - 1$ (gemessen bei 1 kHz). In F_{z1} ist das Funkelrauschen des Transistors enthalten. Man erkennt etwa eine quadratische Stromabhängigkeit, die sich auch indirekt in der genannten Beziehung (27) zeigt.
Will man zur Abschätzung des Funkelrauschens den Rauschfaktor F_{z1} aus dem Rauschfaktor F_{zo} berechnen, nach der Beziehung ($F_{z1} \approx F_{zo} + K \cdot F^2_{zo}$), so muß man den Faktor K kennen. Bei genaueren Messungen zeigte sich, daß K noch vom Kollektorstrom (I_c) und von der durchschnittlichen Stromverstärkung (α') eines Transistors abhängt. Wenn man K aus der Beziehung

$$K = \frac{\alpha' \cdot C}{100}$$

errechnet, dann gilt für C etwa die Tabelle 2.

Tabelle 2

C	$-I_c$ in mA
10	0,5
9	1
8	2
6,5	3
5	4

Ein Beispiel soll die Anwendung zeigen: Es soll ein rauscharmer Transistor OC 812 im Arbeitspunkt mit

$$-U_c = 1\ V \quad \text{und} \quad -I_c = 1\ mA$$

in Emitterschaltung mit $R_g = 1\ k\Omega$ betrieben werden. Die Stromverstärkung ist $\alpha' = 30$. Aus Tabelle 1 entnimmt man

$$m \cdot \alpha' = 80, \quad \text{d. h.} \quad m = \frac{80}{30}.$$

Mit $b = 0$ ergibt sich:

$$F_{zo} = \frac{8}{3} \cdot 1 + 0 \approx 2{,}66.$$

Aus abelle 2 kann für $-I_c = 1$ mA der Faktor $C = 9$ entnommen werden. Damit ist

$$K = \frac{\alpha' \cdot C}{100} = \frac{30 \cdot 9}{100} = 2{,}7.$$

Mit Gleichung (27) ergibt sich:

$$F_{z1} = 2{,}6 + 2{,}7 \cdot (2{,}6)^2 \approx 12.$$

Mit diesen errechneten Rauschfaktoren (F_{z1} und F_{zo}) kann man nach Gleichung 28 den mittleren Rauschfaktor F_m des Systems berechnen, wenn die Bandbreite und die Grenzfrequenz des Systems bekannt sind. Es sei jedoch nochmals betont, daß die erhaltenen Werte nur zur Abschätzung genügen, denn genauere Werte können nur durch Messungen festgestellt werden. Bei steigender Kollektorspannung U_{ce} und konstant gehaltenem Kollektorstrom I_c kann sich bei einem bestimmten U_{ce} das bereits erwähnte rapide Ansteigen des Rauschfaktors (F_{z1} und auch F_{zo}) zeigen.
Von dieser Spannung ab ist der Transistor für Kleinstsignalverstärkung nicht mehr brauchbar. Der Einsatzpunkt dieses rapiden Anstieges des Rauschfaktors ist nahezu unabhängig vom Kollektorstrom I_c und ist bei verschiedenen Transistoren des gleichen Typs sehr unterschiedlich.
Dabei können die sonstigen Parameter der Transistoren nahezu gleich sein. Der Einsatzpunkt liegt etwa zwischen 1 V (bei in dieser Beziehung schlechten Transistoren) und 30 V (bei guten Transistoren).

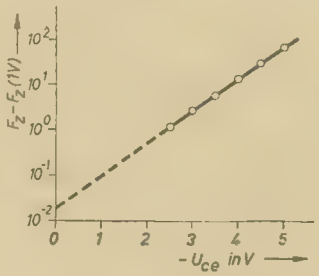


Bild 24: Abhängigkeit des Rauschfaktors F_z—F_z (1 V) von α, K und $-U_{cc}$

Der Verlauf (Bild 24) kann etwa mit der Gleichung

$$F_z - F_z\,(1\ V) = K \cdot e^{\alpha} \cdot U_{ce}$$

beschrieben werden, wobei α in der Größenordnung von 1 liegt und K sehr verschiedene Werte annehmen kann. F_z (1 V) soll der Rauschfaktor sein, der noch unabhängig von der Spannung ist.
Erwähnt sei noch, daß diesen Effekt die Kollektordiode verursacht. Der Praktiker kann diesen Rauschanstieg einfach durch Erhöhung der Kollektorgleichspannung im Oszillografen beobachten.

Der Rauschfaktor in Abhängigkeit vom Generatorinnenwiderstand R_g

Da der Rauschfaktor auch wie folgt definiert wird:

$$\overline{u^2_{Tr}} = F_z \cdot 4\,k\,T \cdot Rg\,\Delta f, \qquad (32)$$

könnte man der Meinung sein, daß F_z proportional $\frac{1}{Rg}$ verläuft; denn

$$F_z = \frac{\overline{u^2_{Tr}}}{4\,kT\,Rg\,\Delta f}.$$

Bei Vakuumröhren und niedrigen Frequenzen ist das auch wirklich der Fall. Der Transistor besitzt jedoch auch bei niedrigen Frequenzen einen endlichen Eingangswiderstand. Er stellt einen allgemeineren Vierpol als die Röhre dar. Wie im Teil 1 schon erwähnt, muß ein rauschender (aktiver) Vierpol durch zwei Ersatzrauschquellen (Bild 26) beschrieben werden.

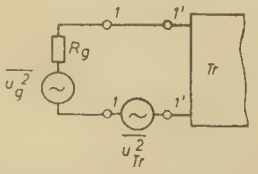


Bild 25: Generator am Transistoreingang ($\overline{u^2_{Tr}}$ ist die Ersatzrauschspannung des Transistors)

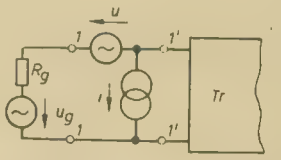


Bild 26: Transistorvierpol mit zwei Ersatzrauschquellen

Um ($u_{Tr} + u_g$) zu berechnen (Bild 25), muß man die Leerlaufspannung an den gedachten Klemmen 1' berechnen [1].

$$u_{Tr} + u_g = u + u_g + i \cdot Rg,$$

$$\overline{|u_{Tr}|^2} = \overline{|u|^2} + \overline{|i|^2} \cdot Rg^2 + 2\,\overline{u \cdot i}\,Rg,$$

$$F_z = \frac{1}{4\,kT\,\Delta f}\left[\frac{\overline{|u|^2}}{Rg} + \overline{|i|^2}\,Rg + 2\,\overline{u \cdot i}\right]. \qquad (33)$$

Da u und i Vierpolkonstanten sind, die das Rauschen beschreiben, ergibt sich folgende allgemeine Gleichung:

$$F_z = \frac{A}{Rg} + B \cdot Rg + C. \qquad (34)$$

Im Bild 27 ist der der Gleichung entsprechende Kurvenverlauf dargestellt.

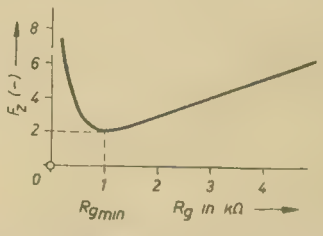


Bild 27: Rauschfaktor F_z als Funktion des Generatorinnenwiderstandes

Dieser Verlauf wurde tatsächlich immer gemessen. Für die Praxis ist es wichtig, daß ein Minimum existiert. Ist also der Generatorinnenwiderstand $Rg = Rg_{min}$, so ist eine Rauschanpassung vorhanden. Rg_{min} liegt bei allen Grundschaltungsarten etwa zwischen 500 und 1500 Ω. Zweckmäßig wähle man 800···1000 Ω. Rauschanpassung hat grundsätzlich nichts mit Leistungsanpassung gemeinsam. Es ist natürlich erwünscht, daß Rauschanpassung und Leistungsanpassung zusammenfallen. Da die Rauschanpassung fast unabhängig von den drei Grundschaltungsarten ist, liegt die Übereinstimmung beider Anpassungen am günstigsten in der Emitterschaltung.
Aus der gemessenen Kurve im Bild 27 kann man die drei Rauschkennwerte A, B und C des Transistors bestimmen (bei höheren Frequenzen kommt ein weiterer Kennwert D hinzu).

Das Rauschen des Transistors in der Schaltung

Schaltungen (z. B. Gegenkopplung durch Stabilisierungswiderstand R) können den Rauschfaktor des Transistors stark verändern. Eine Berechnung des neuen Rauschfaktors, aus dem für den unbeschalteten Transistor gemessenen Rauschfaktor, ist nicht möglich. Man muß hierbei auf die Rauschkennwerte A, B, C und D zurückgreifen. Da diese Größen dem Praktiker meist nicht bekannt sind, ist es nicht sinnvoll, weiter mit diesen Größen zu operieren. Es sei noch erwähnt, daß

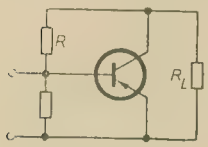


Bild 28: Gegenkopplungsschaltung

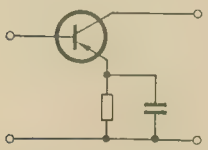


Bild 29: Arbeitspunktstabilisierung durch Kondensator

durch eine solche Schaltung (Bild 28) der Rauschfaktor im allgemeinen erhöht wird. Eine Arbeitspunktstabilisierung führt man deshalb mit einem Überbrückungskondensator (Bild 29) durch. Durch diese Maßnahme wird der Rauschfaktor nicht erhöht.

Die Abhängigkeit des Rauschfaktors vom Lastwiderstand R_L

Aus der Gleichung (33) ist zu ersehen, daß der Lastwiderstand nicht in den Rauschfaktor mit eingeht, wenn er selbst als nichtrauschend angenommen wird. In Wirklichkeit ist R_L meistens ein rauschender ohmscher Widerstand, der jedoch infolge des verhältnismäßig starken Transistorrauschens nur wenig in das Signal/Rauschverhältnis eingeht.

Die Reproduzierbarkeit der einzelnen Rauschanteile

a) Das weiße Rauschen F_{z0} bei $-U_c = 1$ V ist gut reproduzierbar. Die für das weiße Rauschen angegebenen Abschätzungsformeln sind deshalb genauer als die für das Funkelrauschen.
b) Das Funkelrauschen ist bei einigen Transistoren schlecht reproduzierbar. Bei Wiederholungsmessungen ergaben sich oft erhebliche Abweichungen, die die Aufstellung von Abschätzungsformeln erschwerten. Bei einigen Transistoren mußten beispielsweise die Messungen im Funkelrauschgebiet vollkommen eingestellt werden. Jedoch auch diese Transistoren zeigten eine befriedigende Reproduzierbarkeit im weißen Rauschspektrum. Bei anderen Transistoren war aber auch das Funkelrauschen gut reproduzierbar.
c) Das HF-Rauschen ist wie das weiße Rauschen gut reproduzierbar.
d) Das Kollektorrauschen (starker Anstieg mit $-U_c$) ist praktisch nicht reproduzierbar. Bei den Messungen zeigte sich eine hystereseähnliche Erscheinung (Bild 30).

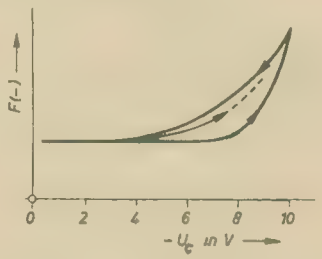


Bild 30: Kollektorrauschen in Abhängigkeit von $-U_c$

Die richtige Arbeitspunktwahl

Im Teil 1 wurde gezeigt, daß sich bei der Reihenschaltung zweier Stufen (z. B. Transistorverstärkerstufen) der Gesamtrauschfaktor errechnet zu:

$$F_{ges} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}.$$

Darin bedeuten:

F_1 — Rauschfaktor der ersten Stufe,
F_2 — Rauschfaktor der zweiten Stufe,
G_1 — Verfügbare Leistungsverstärkung der ersten Stufe (bei Anpassung).

Durch Variation des Arbeitspunktes des ersten Verstärkers ändert sich der Rauschfaktor F_1 sowie auch die verfügbare Leistungsverstärkung G_1. Im Bild 31 sind die Kurven gleicher optimaler Leistungsverstärkung in das Kollektorkennlinienfeld des Transistors eingezeichnet. Die Kurven wurden aus den im ganzen Kennlinienfeld gemessenen h-Parametern berechnet. Durch geschickte Arbeitspunktwahl kann bei konstantem Rauschfaktor F_2 der Gesamtrauschfaktor zu einem Minimum herabgesetzt werden. Ist dann immer noch eine Änderung (durch Variation von F_2 verursacht) im Gesamtrauschfaktor F_{ges} bemerkbar, so kann man durch die Arbeitspunktwahl der zweiten Stufe den Rauschfaktor F_2 auf seinen minimalen Wert bringen.

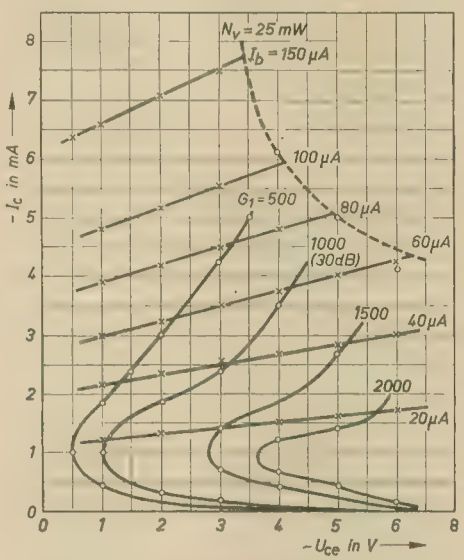


Bild 31: Änderung der Leistungsverstärkung durch Arbeitspunktänderung

Literatur

[1] Rothe und Dahlke: Rauschen. NTF-Beiheft (1955)
[5] W. Guggenbühl, Strutt: Transistors in High-Frequency Amplifiers

Halbleitervorrichtung für „Konservierung" von Bildern

Eine Halbleitervorrichtung, die Bilder konserviert, wurde vor einiger Zeit in den USA veröffentlicht. Sie besteht im wesentlichen aus einem Mosaik von Elementen, von denen jedes aus einem fotoleitenden und einem elektroluminiszierenden Teil besteht. Wird diese Vorrichtung im Dunkeln aufgestellt, so hat das Anlegen einer Spannung keine sichtbare Wirkung, da der hohe Widerstand des Fotoleiters bei Dunkelheit verhindert, daß genug Spannung zu der elektroluminiszierenden Schicht gelangt, um diese zu erregen. Gelangt jedoch Licht auf diese Vorrichtung, so beginnt der elektroluminiszierende Teil zu arbeiten und die resultierende Rückkopplung des Lichtes auf den Fotoleiter bewirkt, daß dieser angeschaltet bleibt. Wird also ein Bild eine kurze Zeitspanne auf diese Vorrichtung von derartigen Elementen projiziert, so kann es praktisch unendlich lange aufbewahrt werden. In der Praxis wurden Mosaike von derartigen Elementen, von denen jedes etwa $^1/_{32}$ Zoll im Quadrat groß ist, von der Firma Sylvania hergestellt. Die Elemente werden durch eine undurchsichtige Schicht gegeneinander abgeschirmt, die verhindert, daß nebeneinanderliegende Elemente sich gegenseitig auslösen.
Andere Anwendungen von fotoleitenden und elektroluminiszierenden Kombinationen, die sich in der Entwicklung befinden, sind infrarote Bildkonverter sowie eine koinzidierende Spannungsmatrix, in der jedes elektroluminiszierende Element angeschaltet werden kann, indem es zwei Leiter erregt, die sich an diesem Element kreuzen.

Neue Transistoren von Telefunken und Valvo

Bei Telefunken und Valvo sind fast gleichzeitig diffusionslegierte Transistoren entwickelt worden, die für die Anwendungen im KW- und UKW-Bereich geeignet sind. Bei Telefunken führen diese HF-Transistoren die Typenbezeichnung OC 614 und OC 615, bei Valvo OC 170 und OC 171; in ihren Daten unterscheiden sich der OC 614 und OC 170 bzw. der OC 615 und OC 171 nur unwesentlich.

KW-Transistoren

Der HF-Transistor OC 614 bzw. OC 170 ist hauptsächlich für die Verwendung in den Eingangs-, Oszillator- und Mischstufen für den Kurzwellenbereich vorgesehen. Er kann außerdem in den ZF-Stufen von UKW-Empfängern verwendet

In einer normalen Schaltung erreicht man mit dem OC 170 eine Mischverstärkung von 25 dB bei 6 MHz und etwa 20 dB bei 16 MHz. Aus diesem Grunde genügt die Bestückung mit einem selbstschwingenden Mischtransistor in der Eingangsstufe. Zur Verbesserung der Rausch- und Selektivitätseigenschaften kann man aber auch eine HF-Vorstufe mit einem weiteren OC 170 vorsehen. Die Leistungsverstärkung des OC 170 bei 10,7 MHz beträgt an einem 100-Ω-Lastwiderstand etwa 22 dB. Unter Berücksichtigung der Verluste in den ZF-Filtern läßt sich ein normales UKW-Gerät mit insgesamt drei ZF-Stufen (≈ 60 dB ZF-Verstärkung) bestückt mit je einem OC 614 bzw. OC 170 aufbauen.

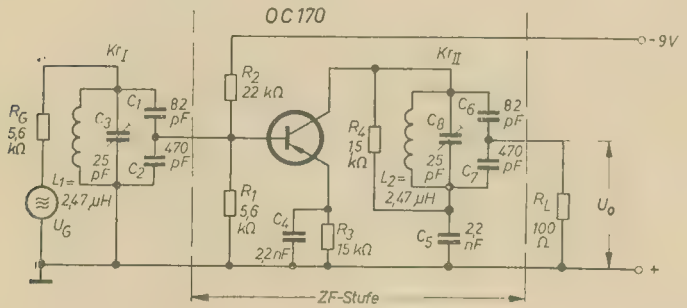


Bild 1: UKW-FM-ZF-Stufe für 10,7 MHz

werden (ZF = 10,7 MHz). Diese Anwendungsmöglichkeiten ergeben sich durch die günstigen elektrischen Eigenschaften in bezug auf Laufzeit der Ladungsträger, Verstärkungseigenschaften und Rückwirkung. Beim normalen Transistor für niedrige Frequenzen spielt die sogenannte Rückwirkungssteilheit S_r keine große Rolle, sie beträgt beispielsweise beim bekannten OC 71 ziemlich genau

$$S_r = \frac{1}{2000} \cdot S,$$

wobei die Steilheit S aus

$$S = 39 \cdot I_e$$

zu berechnen ist. Damit ergibt sich für die Rückwirkungssteilheit der Zusammenhang mit dem Emitterstrom I_e

$$S_r = \frac{39}{2000} \cdot I_e = 0{,}0195 \cdot I_e$$

(der konstante Faktor 0,0195 hat die Dimension 1/U).

Bei den diffusionslegierten Transistoren sind die Verhältnisse wegen der dünnen Basisschichten, der Basiskontaktierung mit niedrigem Widerstand, geringen Abmessungen der Elektroden und wegen des zusätzlichen Driftfeldes nicht mehr so einfach zu übersehen. Kennzeichnend für das elektrische Verhalten z. B. des OC 170 sind hier im wesentlichen die große Steilheit S = 36 mA/V (bei 450 kHz) bzw. S' = 30 mA/V (bei 10,7 MHz) und die geringe Rückwirkungskapazität C_{re} = 1,8 pF (bei 450 kHz) bzw. C'_{re} = 1,6 pF (bei 10,7 MHz). Die Grenzfrequenz in Basisschaltung beträgt beim OC 170 etwa 70 MHz, die Stromverstärkung α_e in Emitterschaltung = 80.

Für eine Umgebungstemperatur von T_{ugb} = 25° sind die statischen Daten für den OC 170 in Basisschaltung:

Kollektorreststrom
bei $-U_{cb} = 6$ V $\quad -I_{cbo} = 2\ \mu A$

Kollektorspannung
bei $I_e = 0$
für $-I_e = 50\ \mu A$ $\quad -U_{cb} \geqq 20$ V

Emitterspannung
bei $-I_c = 0$
für $I_e = 50\ \mu A$ $\quad +U_{eb} \geqq 0{,}5$ V

Für Emitterschaltung ist:

Basisspannung bei $-U_{ce} = 6$ V
und $I_e = 1$ mA $\quad -U_{be} = 0{,}3$ V

Basisstrom bei $-U_{ce} = 6$ V
und $I_e = 1$ mA $\quad -I_b = 20\ \mu A$

Die dynamischen Kenndaten bei T_{ugb} = 25° C sind in Basisschaltung:

Grenzfrequenz
bei $-U_{cb} = 6$ V, $I_e = 1$ mA
$f_{\alpha b} = 70$ MHz

Für Emitterschaltung gilt:

Kurzschlußstromverstärkung
bei $-U_{ce} = 6$ V, $I_e = 1$ mA, f = 1 kHz
$\alpha_e = 80$

Rauschzahl bei $-U_{ce} = 6$ V, $I_e = 1$ mA und
a) $R_G = 500\ \Omega$, f = 1 kHz
F = 25 dB
b) $R_G = 200\ \Omega$, f = 450 kHz
F = 4 dB
c) $R_G = 150\ \Omega$, f = 10,7 MHz
F = 5 dB

Bild 1 zeigt die Schaltung des OC 170 als ZF-Verstärker für eine ZF = 10,7 MHz. Zwischen den gestrichelt gezeichneten Linien befindet sich eine Stufe eines mit drei gleichen OC-170-Stufen aufgebauten ZF-Verstärkers. Der Belastungswiderstand jeder Stufe ist gleich dem Eingangswiderstand des Transistors der folgenden Stufe = 100 Ω. Der Generator-

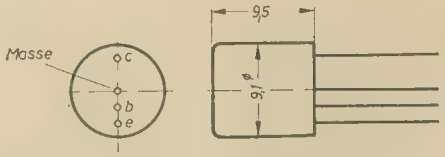
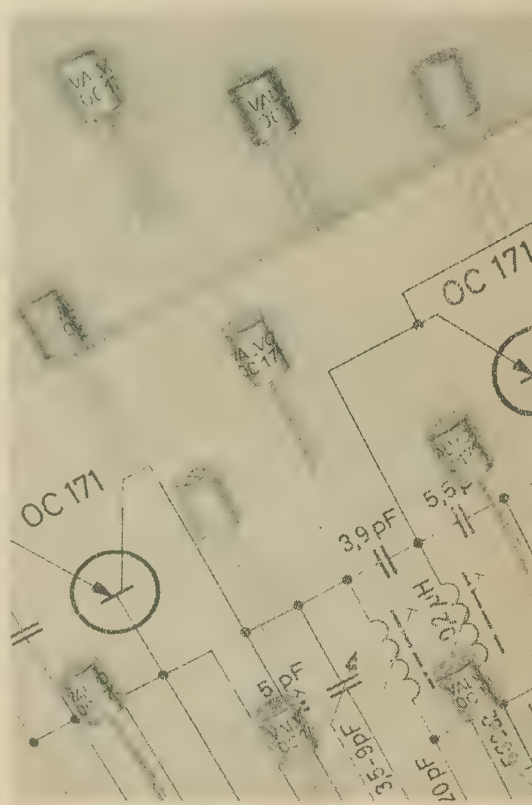


Bild 2: Außenmaße und Anschlüsse der Transistoren OC 170 und OC 171

widerstand für den ZF-Kreis ist gleich dem Ausgangswiderstand des Transistors der vorhergehenden Stufe = 5,6 kΩ. Die theoretische Leistungsverstärkung beträgt, wie oben angegeben, 22 dB je Stufe, wegen der Leistungsverluste in den ZF-Kreisen ist die in der Praxis erreichbare Stufenverstärkung bei der Schaltung nach Bild 1 nur 18 dB. Die Güte der beiden Kreise Kr_I und Kr_{II} ist im unbelasteten Zustand $Q_I = Q_{II} = 100$. Bei der Belastung durch den Transistor sinkt dieser Wert auf 35.

Die HF-Transistoren OC 614 bzw. OC 170 haben eine Metallumhüllung und sind mit einem vierten Anschluß für die Abschirmung versehen. Die Abmessungen und Anschlüsse der beiden Valvo-Transistoren OC 170 und OC 171 sind im Bild 2 wiedergegeben.

Bild 3: HF-Transistoren OC 171 von Valvo für HF-Vorstufen und selbstschwingende Mischstufen im UKW-Bereich



UKW-Transistoren

Die UKW-Transistoren OC 615 und OC 171 werden nach dem gleichen Verfahren wie die KW-Transistoren OC 614 bzw. OC 170 hergestellt. Da beide Typen in gleichartige Geräte eingesetzt werden, sind ihre statischen Daten und die Grenzdaten für die Belastbarkeit gleich (maximale Belastbarkeit $N_{cmax} = 60$ mW[1]), Wärmewiderstand $K = 0{,}5°$ C/mW).
An das dynamische Verhalten der UKW-Transistoren OC 615 bzw. OC 171 werden besonders hohe Anforderungen gestellt. So beträgt der Eingangsleitwert $g_b = 12{,}5$ mA/V, die Eingangskapazität $C_b = 8$ pF, der Ausgangsleitwert 0,3 mA/V, die Ausgangskapazität 2,5 pF und die Steilheit 8,5 mA/V[2]); alle Daten gelten für eine Frequenz f = 100 MHz.

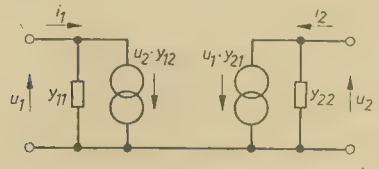


Bild 4: y-Ersatzschaltbild des HF-Transistors

Diese Transistoren eignen sich daher besonders für HF-Vorstufen und selbstschwingende Mischstufen in UKW-FM-Empfängern. In einer HF-Eingangsstufe werden etwa 10 dB Leistungsverstärkung und in einer selbstschwingenden Mischstufe 12 dB Mischverstärkung erreicht. Bild 3 zeigt Ansichten des Valvo-Transistors OC 171.
Ähnlich wie für eine Röhre das S/C-Verhältnis eine charakteristische Größe ist, ist für den HF-Transistor der Kehrwert, nämlich die Zeitkonstante C/S ein die HF-Eigenschaften umreißender Begriff. Das Frequenzverhalten wird hier durch das geometrische Mittel aus Kollektorkreis-Zeitkonstante $T_c = r_b \cdot C_{cb}$ und die Emitterkreis-Zeitkonstante $T_e = Q/I_e$ bestimmt. Es bedeuten r_b den inneren Basiswiderstand, C_{cb} die Kollektor-Basiskapazität, Q die Ladungsmenge im Basisraum und I_e den Emitterstrom. Somit gilt

$$T = \frac{C}{S} = \sqrt{(r_b \cdot C_{cb}) \cdot \frac{Q}{I_e}}.$$

Für die KW-Transistoren ist der erste Faktor $T_c = 4 \cdot 10^{-11}$

und der zweite $T_e = 2 \cdot 10^{-9}$.

Damit ergibt sich

$$T = \sqrt{8 \cdot 10^{-20}} = 2{,}8 \cdot 10^{-10}$$

und damit die theoretische Grenzfrequenz

$$f_g = \frac{1}{2\pi T} = \frac{10^{10}}{2\pi \cdot 2{,}8} = 560\,\text{MHz}.$$

Die Kleinsignalparameter des Transistors für Basisschaltung entsprechend den im Bild 4 eingetragenen Bezeichnungen sind für die Frequenz f = 100 MHz, $-u_{cb} = 6$ V, $I_e = 1$ mA und $T_{ugb} = 25°$ C:

$g_{11b} = 12{,}5$ mS $\quad g_{22b} = 0{,}3$ mS

$y_{21b} = 8{,}5$ mS

$b_{11b} = -5$ mS $\quad b_{22b} = 1{,}6$ mS $\quad \varphi_{21b} = 90°$

Für alle Scheinleitwerte y gilt dabei

$$y_{ik} = g_{ik} + jb_{ik}.$$

[1]) Bei den beiden Telefunkentypen je 30 mW
[2]) Beim Telefunkentyp ≈ 15 mA/V

NEUE STANDARDS

Rechtsverbindlich erklärte Standards
verkündet im Gesetzblatt der DDR Teil II Nr. 22, Ausgabetag 11. 10. 1958

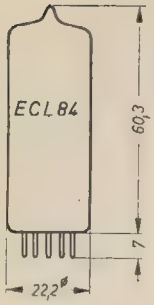
Art	Nummer	Ausgabe	Gruppe	Titel des Standards	Ablauf der Einführungsfrist	Registernummer	Bezugsnachweis
1	2	3	4	5	6	7	8
DK 621.315.623				Stützer, Stützisolatoren			
TGL	5405	7.58	362	Hochfrequenz (HF)-Technik; Leitungsstützer für Klemmbefestigung, HF-Betriebsspannung bis 10 kV	31. 12. 1958	5405	
TGL	5408	7.58	362	Hochfrequenz (HF)-Technik; Leitungsstützer für Lötbefestigung, HF-Betriebsspannung bis 500 V	31. 12. 1958	5408	
DK 621.39:621.315.2/.3				Isolierte Kabel und Leitungen für Fernmeldeanlagen			
TGL	5603	7.58	363	Kabel und Leitungen; Anschlußschnüre, adrig, kunststoffisoliert, Maße und Eigenschaften	31. 12. 1958	5603	
TGL	5604	7.58	363	Kabel und Leitungen; Geräteschnüre, adrig, kunststoffisoliert, Maße und Eigenschaften	31. 12. 1958	5604	
TGL	5605	7.58	363	Kabel und Leitungen; Anschluß-, Geräte- und Stöpselschnüre, adrig, kunststoffisoliert, Prüfvorschriften	31. 12. 1958	5605	
DK 678.5				Kunststoffe			
DIN	7735	10.56	425	Schichtpreß-Erzeugnisse; Hartpapier, Hartgewebe, Typen (Ersatz für Ausgabe 10.53, Reg.-Nr. 02277)	31. 12. 1958	6744	
DIN	7736	10.56	425	Schichtpreßstoff-Erzeugnisse; Hartpapier, Hartgewebe, Abnahme, Prüfverfahren (Ersatz für Ausgabe 10.53, Reg.-Nr. 02459)	31. 12. 1958	6745	

Gesetzblatt der DDR Teil II Nr. 22, Ausgabetag 11. 10. 1958
Die Rechtsverbindlichkeit folgender Standards wird hiermit aufgehoben:

Art	Nummer	Ausgabe	Gruppe	Titel des Standards	Registernummer	Erklärung der Rechtsverbindlichkeit veröffentlicht
1	2	3	4	5	6	7
DK 621.315.61				Isolierstoffe		
DIN	40686	8.44	360	Keramische Werkstoffe, Oberflächenbehandlung, Oberflächenzeichen	01443	6. Bkm. vom 30. 9. 1950 (Min.-Bl. S. 173)
DK 678.5				Kunststoffe		
DIN	7735	10.53	420	Schichtpreßstoff-Erzeugnisse, Hartpapier, Hartgewebe, Typentafel (ersetzt durch Ausgabe 10.56, Reg.-Nr. 6744)	02277	26. Bkm. vom 20. 5. 1954 (ZBl. S. 246)
DIN	7736	10.53	420	Schichtpreßstoff-Erzeugnisse, Hartpapier, Hartgewebe, Abnahme, Prüfverfahren (ersetzt durch Ausgabe 10.56, Reg.-Nr. 6745)	02459	32. Bkm. vom 15. 3 1955 (GBl. II S. 113)

Neue TGL-Entwürfe, veröffentlicht in der Zeitschrift „Standardisierung" Nr. 12 (1958)

TGL-Entwurf	Titel	„Standardisierung" Nr. 12 (1958) Seite
6887	Elektrische Nachrichtentechnik, Mikrofone, Meßverfahren	2/3357

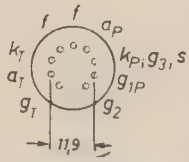


Maximale Kolbenabmessungen

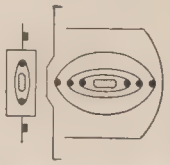
RÖHRENINFORMATION

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

ECL 84



Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen



Aufbau der ECL84

Kapazitäten

		Triodensystem	Pentodensystem
Eingang	c_e	ca. 4	ca. 9 pF
Ausgang	c_a	ca. 2,5	ca. 4,5 pF
Gitter 1—Anode	$c_{g1/a}$	ca. 2,7	≦ 0,1 pF
Gitter 1—Heizfaden	$c_{g1/f}$	≦ 0,15	pF
Anode Triode—Gitter 1 Pentode	$c_{aT/g1P}$		≦ 0,01 pF
Gitter Triode—Gitter 1 Pentode	$c_{gT/g1P}$		≦ 0,012 pF

Aufbau

Miniaturröhre mit neun Stiften (Novalröhre). Enthält zwei Systeme mit getrennten Katoden: eine Triode und eine Endpentode, die senkrecht nebeneinander stehen und gut gegeneinander abgeschirmt sind. Trioden- und Pentodensystem sind somit gut entkoppelt. Die Abschirmung sowie Gitter 3 sind mit der Katode des Pentodenteils verbunden.

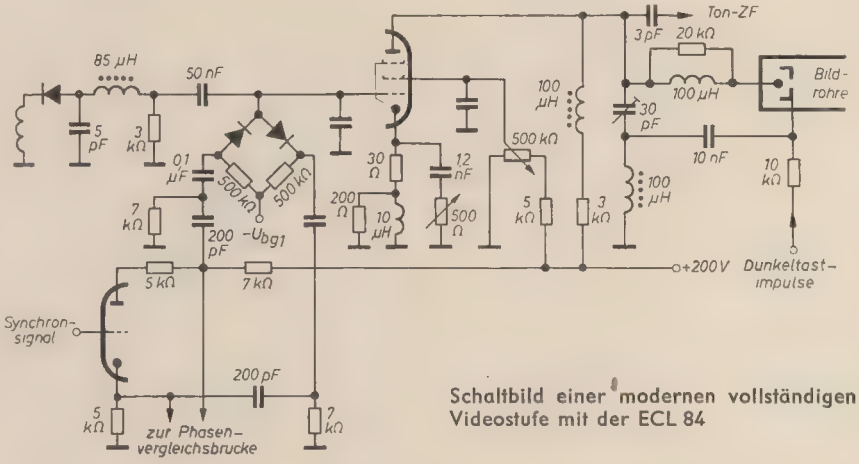
Verwendung

Das Pentodensystem der ECL 84 dient als Video-Endröhre im Fernsehempfänger an Stelle der EL 83. Obwohl die Stromaufnahme des Pentodenteils der ECL 84 nur halb so groß ist wie die der EL 83, kann er doch die für die Bildröhre notwendige Steuerspannung bis zu 100 V_{ss} liefern. Man hat aber gegenüber der EL 83 zusätzlich ein Triodensystem gewonnen, das man zur getasteten Regelung und andere Zwecke verwenden kann. Näheres hierüber wurde bereits früher an anderer Stelle ausgeführt[1]). In nebenstehender Schaltung wird der Schwarzpegel mit getasteter Schwarzsteuerung konstant gehalten, und der Detail-Bildkontrast und die Bildschärfe werden durch eine Differenzier-Entzerrerschaltung und frequenzabhängige Gegenkopplung erhöht.

Hersteller

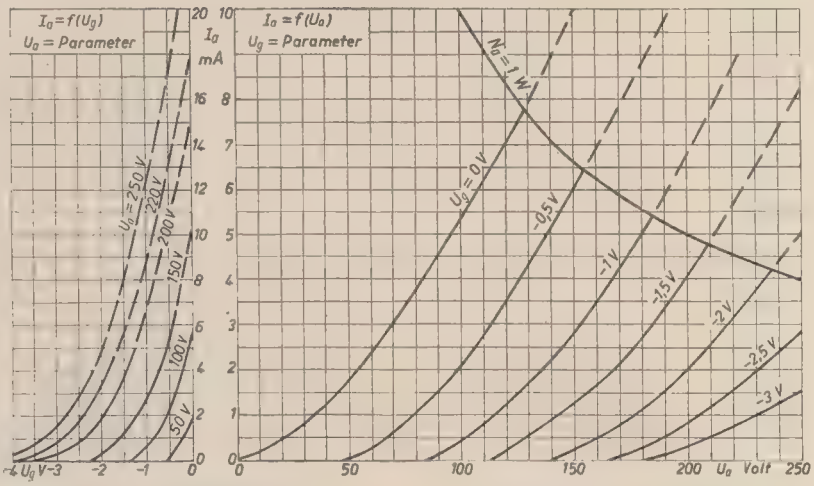
Die ECL 84 wurde vom VEB Werk für Fernmeldewesen, WF hergestellt. Seit Januar

[1]) Siehe „Die PCL 84, eine neue Röhre für Videoendstufen", radio und fernsehen 23 (1957) S. 747



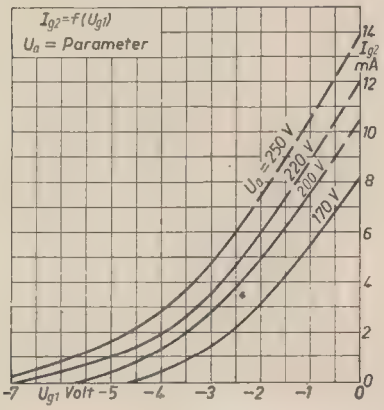
Schaltbild einer modernen vollständigen Videostufe mit der ECL 84

Triodensystem

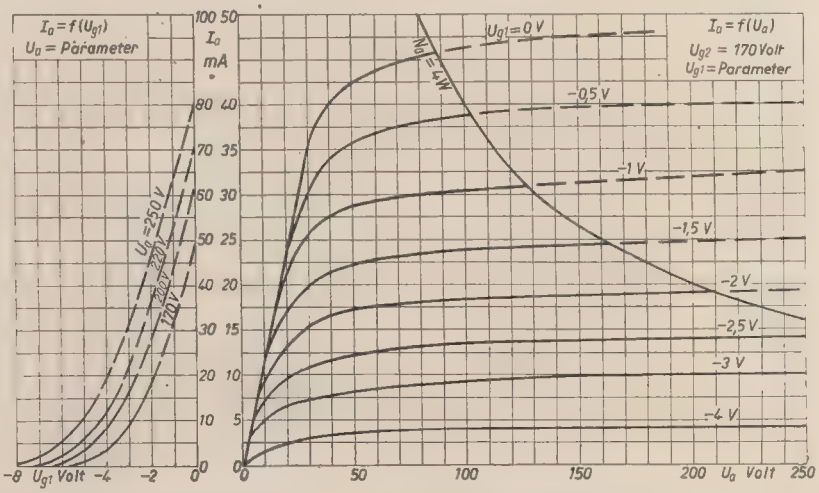


Anodenstrom in Abhängigkeit von U_g

Anodenstrom in Abhängigkeit von U_a



Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von U_{g1}



Anodenstr. in Abhängigkeit von U_{g1}

Anodenstr. in Abhängigkeit von U_a. $U_{g2} = 170$ V

Vergleich von Breitbandverstärkereigenschaften $U_b = 200$ V, Verstärkung etwa 25fach

	ECF 82	ECL 81	ECL 82	EL 83	ECL 84	
I_a	7	23	25	20	7,2	mA
I_k	9,6	26,5	30	23	8,5	mA
R_a	6	3	5	2,5	2,7	kΩ
S	4,2	8	5,1	10,5	9,4	mA/V
c_e	5	9	9,3	10,4	9	pF
$c_e + c_d$	15	19	19,3	20,4	19	pF
c_a	2,6	4	8	6,6	4,5	pF
$c_a + c_{eB}$	7,6	9	13	11,6	9,5	pF
$c_{g_1/a}$	0,01	0,45	0,3	0,12	0,1	pF
$V \cdot c_{g_1/a}$	0,25	11,2	7,5	3	2,5	pF
$\frac{S}{c_e + c_a}$	0,55	0,62	0,31	0,62	0,7	
$\frac{S}{c_e + c_a + V \cdot c_{g_1/a}}$	0,535	0,36	0,21	0,53	0,59	
$\frac{S}{I_k (c_e + V \cdot c_{g_1/a})}$	0,0835	0,015	0,0165	0,034	0,096	

Es sind: c_d = Belastungskapazität der Videodiode, c_{eB} = Eingangskapazität der Bildröhre, V = Spannungsverstärkung.

Meßwerte des Pentodensystems

Anodenspannung	U_a	220	200	170	V
Schirmgitterspannung	U_{g_2}	220	200	170	V
Gittervorspannung	U_{g_1}	−3,4	−2,9	−2,1	V
Anodenstrom	I_a	18	18	18	mA
Schirmgitterstrom	I_{g_2}	3,1	3,1	3,1	mA
Steilheit	S	10	10,4	11	mA/V
Schirmgitterdurchgriff	D_{g_2}	2,8	2,8	2,8	%
Schirmgitterverstärkungsfaktor	μ_{g_2/g_1}	36	36	36	
Innenwiderstand	R_i	150	130	100	kΩ

Betriebswerte des Pentodensystems als Videoendröhre

Betriebsspannung	U_b	220	200	170	V
Außenwiderstand	R_a	3	3	3	kΩ
Schirmgitterspannung	U_{g_2}	220	200	170	V
Gittervorspannung	U_{g_1}	−3,3	−2,8	−2	V
Anodenstrom	I_a	18	18	18	mA
Schirmgitterstrom	I_{g_2}	3,2	3,2	3,3	mA
Steilheit	S	9,5	9,7	10	mA/V

1959 wurde ihre Fertigung im VEB Röhrenwerk Anna Seghers, Neuhaus am Rennweg, aufgenommen.

Paralleltypen

Die PCL 84 ist die entsprechende Ausführung für Allstromgeräte mit einem Heizstrom von 0,3 A.

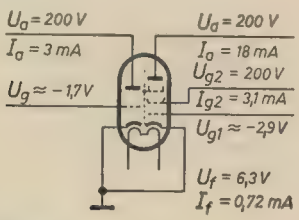
Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode für Wechselstrombetrieb, Parallelheizung

Heizspannung	U_f	6,3	V
Heizstrom	I_f	0,72	A

Meßwerte des Triodensystems

Anodenspannung	U_a	200	V
Gittervorspannung	U_g	−1,7	V
Anodenstrom	I_a	3	mA
Steilheit	S	4	mA/V
Verstärkungsfaktor	μ	65	
Durchgriff	D	1,54	%
Innenwiderstand	R_i	16,2	kΩ

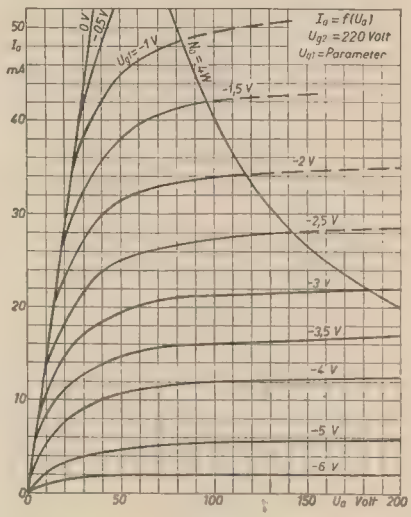


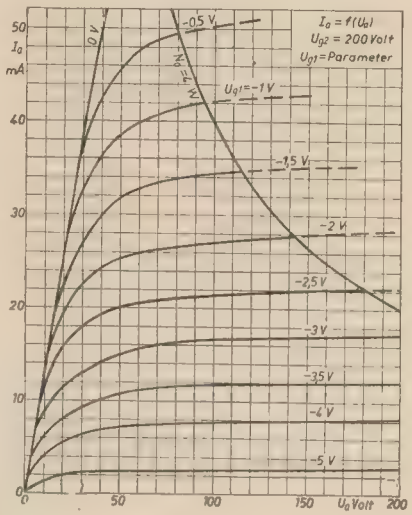
Meßschaltung

Grenzwerte

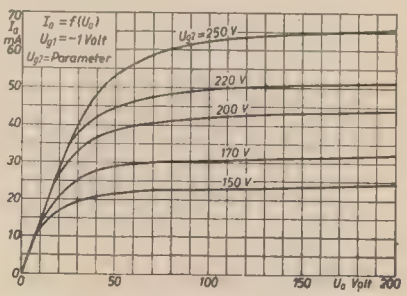
	Triodensystem	Pentodensystem	
U_{aLmax}	550	550	V
U_{amax}	250	250	V
$\hat{u}_{aLmax}$	400[1]		V
Q_{amax}		4	W
N_{amax}	1		W
U_{g_2Lmax}		550	V
U_{g_2max}		250	V
N_{g_2max}		1,7	W
I_{kmax}	12	40	mA
$R_{g_1(k)max}$	3	2	MΩ
$R_{g_1(f)max}$	1	1	MΩ
$U_{t/k\,max}^{-+}$	200[2]	200	V
$U_{f/k\,max}^{+-}$	150	200	V
$R_{f/kmax}$	20	20	kΩ
U_{ge}	−1,3	−1,3	V

[1]) Impulsdauer max. 18% einer Periode, Impulszeit max. 18 µs.
[2]) Der Gleichspannung von 200 V darf eine Wechselspannung von max. 150 V überlagert werden.

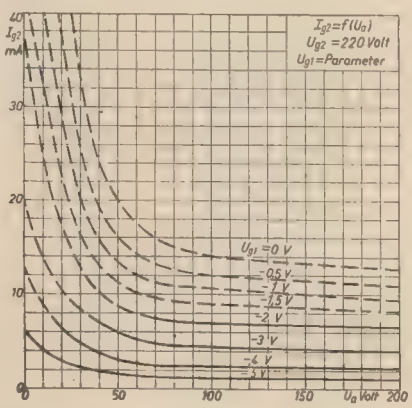




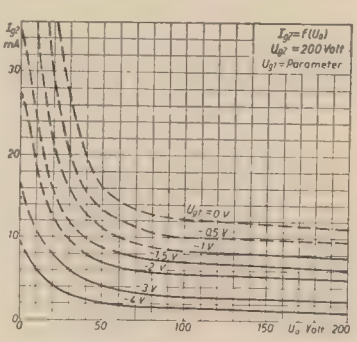
Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung
$U_{g_2} = 220$ V $\qquad$ $U_{g_2} = 200$ V

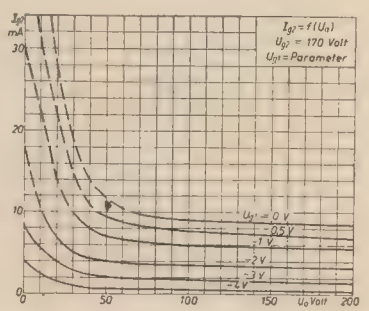


Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung



Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung $U_{g_2} = 220$ V ▲





Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung
$U_{g_2} = 200$ V $\qquad$ $U_{g_2} = 170$ V

Steigerung der Arbeitsproduktivität im Prüffeld des VEB Funkwerk Köpenick

Die ökonomische Aufgabenstellung, die durch die Beschlüsse des V. Parteitages der SED gegeben wurde, ist die Erreichung und Überholung des westdeutschen Pro-Kopf-Verbrauches bis 1961. Die dafür notwendige Steigerung der Arbeitsproduktivität kann nun nicht, wie es in der kapitalistischen Wirtschaft üblich ist, durch verstärktes Antreiben erreicht werden, sondern muß durch technisch-organisatorische Maßnahmen, die echte Rationalisierungsmaßnahmen sein müssen, realisiert werden. Da der Anteil der Prüfkosten, besonders bei Meß- und kommerziellen Geräten, einen wesentlichen Teil der Selbstkosten ausmacht, ist es also notwendig, auch diesen Kostenanteil zu verringern.
Im Zuge bereits jahrelanger Bemühungen im Prüffeld des VEB Funkwerk Köpenick, die Arbeitsproduktivität zu steigern, wurden bei uns folgende Maßnahmen durchgeführt:

1. Technologische Prüfgangzergliederung.
Durch die Aufteilung der Prüfungen in einzelne leicht zu übersehende Prüfgänge war es möglich, auf ein gesundes Verhältnis zwischen Prüffeldingenieuren und Prüffeldmechanikern zu kommen. Trotz der Typenvielzahl haben wir ein Verhältnis von 1 Prüffeldingenieur zu 8 Prüffeldmechaniker erreicht. Es ergibt sich damit ein entsprechend niedriger Prüfstunden-Durchschnittslohnsatz. Den ingenieurtechnischen Kräften obliegt dabei im wesentlichen die technische Arbeitsvorbereitung und Überwachung sowie die Hilfestellung bei auftretenden Fehlern.

2. Um zu einer zügigen Arbeitsdurchführung in den Endprüffeldern zu kommen, ist es notwendig, eine sorgfältige Leitungskontrolle durchzuführen. Sobald ein Gerät in Serienfertigung — natürlich mit entsprechenden Stückzahlen — geht, erfolgt die Prüfung mittels Adapter mit den von uns entwickelten Schaltungsprüfgeräten [siehe auch radio und fernsehen 4 (1958) S. 122]. Hierdurch war es möglich, die Vorprüfkosten teilweise auf $^1/_{10}$ der ursprünglichen Kosten zu senken. Weiterhin vermeidet man ein Blockieren der Endprüffelder durch laufende Schaltfehlersuche.

3. Nachdem die Geräte durch die Schaltkontrolle gelaufen sind, erfolgt die automatische Spannungskontrolle mit Hilfe des von uns entwickelten automatischen Potentialprüfgerätes [siehe auch radio und fernsehen 18 (1958) S. 565]. Nachdem so alle Betriebsspannungen an den Elektroden bzw. Schaltungspunkten überprüft wurden, kommt das Gerät in die einzelnen Prüfgänge und wird funktionell abgeglichen bzw. justiert.

4. Bei Geräten, die in größeren Stückzahlen geprüft werden, muß man weitestgehend von allgemeinen Prüfmitteln, die für Labormessungen geeignet sind, abgehen und zu speziellen Prüfmitteln übergehen, die man selbstverständlich selbst entwickeln und bauen muß.

a) Für Empfängerabgleich benutzen wir eine Zentrale Senderanlage [siehe auch radio und fernsehen 10 (1958) S. 324].

b) Die Sendereichung wird mit einer speziellen Eicheinrichtung vorgenommen, die die Grundfrequenzen 1 kHz, 2 kHz, 10 kHz, 20 kHz und 100 kHz als Rechteckwellenspannung liefert. Bei der Eichung braucht also nur von Überlagerungs-Pfiffstelle zu Pfiffstelle, entsprechend der jeweiligen Grundfrequenz, ausgegangen zu werden, ohne daß irgendwelche Einstellungen an der Meßapparatur notwendig sind.

c) Selektionsmessungen an fest abgestimmten Verstärkern (ZF-Verstärker, Seenotwellenempfänger) werden ebenfalls mit speziellen Quarzmeßgeräten durchgeführt, so daß sich in kürzester Zeit die Einhaltung der technischen Daten kontrollieren läßt.

d) In ähnlicher Weise werden von Fall zu Fall zweckentsprechende Prüf- und Kontrollgeräte entwickelt und gefertigt, wie z. B. ein vollständiges fahrbares Sendermeßgestell zur schnellen und genauen Überprüfung sämtlicher Sender-Betriebsfunktionen. Besonderer Wert muß dabei auf die praktische Ausbildung der Aufnahme- und Anschlußvorrichtungen gelegt werden. Die Anschlußarbeiten sollen die Prüfkräfte nicht ermüden und rationell ausführbar sein.

Im allgemeinen ist Voraussetzung für eine rationelle Prüfung, daß die Meßmethoden für das Prüffeld schon bei der Prüfung der Labor-Funktionsmuster festgelegt und die notwendigen Prüfhilfsmittel zweckentsprechend entwickelt und gefertigt werden. Bereits bei der Prüfung der Nullserie müssen diese Prüfhilfsmittel einsetzbar sein, um ihre Brauchbarkeit dabei festzustellen und die notwendigen Verbesserungen vornehmen zu können, so daß sich in der darauffolgenden Serie ein reibungsloser Prüfablauf ergibt. Zu beachten ist dabei die Notwendigkeit der Durchführung von Dauerprüfungen, um die Grenze der Belastungsfähigkeit und Lebensdauer der Geräte bzw. Baugruppen festzustellen.
Die Technische Arbeitsvorbereitung für die Prüfung übt entscheidenden Einfluß auf die rationelle Arbeitsweise im Prüffeld und auf die Gewährleistung der Einhaltung der technischen Daten der zu prüfenden Geräte aus. Jedes Prüffeld muß also dieser Hilfsstelle die größte Beachtung schenken. Ausgezeichnete Fachkräfte, die über hervorragende elektrotechnische Kenntnisse und konstruktive Fähigkeiten verfügen, müssen die speziellen Prüfmittel entwerfen, bauen lassen und in Betrieb setzen, so daß sie termingerecht für die spätere Prüfarbeit zur Verfügung stehen. Je höher der Grad der Arbeitsproduktivität im Prüffeld sein soll, um so mehr müssen die handelsüblichen Labormeßgeräte durch spezielle Prüfmittel abgelöst werden. Absolut-Wert-Messungen sind mehr oder weniger zeitraubend. Spezielle Prüfmittel dürfen nichts weiter erfordern als das Ablesen an einer entsprechenden Markierung oder innerhalb eines Toleranzfeldes.
In dieser Richtung muß also die Prüffeldarbeit vorangetragen werden. Ein reger Erfahrungsaustausch zwischen ähnlich gelagerten Betrieben könnte zu einem gesunden Wettbewerb zwischen deren Prüffelder führen, um so das technische Niveau zu heben und damit den entsprechenden Beitrag zur Steigerung der Arbeitsproduktivität und zur Verbesserung und Verbilligung unserer Erzeugnisse zu geben.
Die im VEB Funkwerk Köpenick durchgeführten und weiterhin noch durchzuführenden Maßnahmen garantieren für das Jahr 1959 eine Senkung der Prüfkosten von rund 25 Prozent.

Ing. Johannes Schmidt

Eine unbefriedigende Konferenz

Am 15. Februar d. J. fand im VEB Stern Radio Berlin die III. Ökonomische Konferenz statt. Wir verweisen auf diese Konferenz und ihre Beschlüsse [siehe auch radio und fernsehen 5 und 12 (1958)], weil wir offenbar die einzigen sind, die sich noch an sie erinnern können. Anläßlich der Technisch-Ökonomischen Konferenz des VEB Stern-Radio Berlin vom 14. 11. wurde ihrer jedenfalls mit keinem Wort gedacht, geschweige denn, daß man eine Beschlußkontrolle durchgeführt hätte. Das ist keineswegs nur ein Schönheitsfehler oder eine Nachlässigkeit des Präsidiums. Die Konferenz im November wurde mit Hilfe der VVB Rundfunk und Fernsehen und vielen Mitarbeitern aus anderen volkseigenen Betrieben (z. B. RAFENA, Stern-Radio Sonneberg, Staßfurt und Rochlitz, Elektrotechnik Eisenach und Funkwerk Zittau) vorbereitet, aber einer Bemerkung von Herrn Lorenz, Mitarbeiter der VVB, mußte man entnehmen, daß man auch dieser Brigade im Werk nichts von der Februarkonferenz mitgeteilt hatte. Man muß daraus schließen, daß die Februarkonferenz und ihre Beschlüsse völlig vergessen worden sind.
Aber es kam schlimmer. Das Referat auf der Novemberkonferenz, die von der Parteileitung der SED des Betriebes vorbereitet und organisiert worden war, hielt Herr Gläser, Leiter der Forschung und Entwicklung der VVB Rundfunk und Fernsehen. Nichts gegen sein Referat, das zumindestens einige Mißstände im Betrieb sehr konkret beim Namen nannte. So erfuhr man z. B., daß die Fertigung des Fernsehempfängers FS 01 — für das Werk eine Fremdentwicklung — ohne die Existenz eines Pflichtenheftes, ohne zureichende Konstruktionsunterlagen, d. h. ohne saubere Überleitung, praktisch nur nach einem Funktionsmuster aufgenommen werden mußte. Unter diesen Umständen sind die Schwierigkeiten, auf die das Werk bei der Fertigung und Prüfung des „Weißensee" stieß, zumindestens teilweise verständlich. Aber fand sich unter den über 1000 Mitarbeitern des VEB Stern-Radio Berlin wirklich keiner, der auf diese Mißstände hinweisen

und das Referat halten konnte? Herr Seydel, der Werkleiter, sei krank gewesen und hätte daher das Referat nicht übernehmen können, wurde uns zugeflüstert. Es war auch richtig, daß Herr Seydel dieses Referat nicht hielt. Denn für einige der Mißstände im Werk, z. B. einige übereilt gemachte Versprechungen, muß er persönlich die Verantwortung übernehmen. Aber mußte unbedingt der Werkleiter dieses Referat halten? Gerade die Februarkonferenz des VEB Stern-Radio Berlin hatte doch gezeigt, daß es sehr gut auch ohne Hauptreferat des Werkleiters geht.

Wir sehen in diesen Dingen nicht mehr oder weniger harmlose Regiefehler, sondern ernstzunehmende Symptome einer Unterschätzung der Werktätigen und vor allem der Funktion, die ihnen bei der Leitung eines sozialistischen Betriebes zukommt, seitens der Werkleitung und der Parteileitung des VEB Stern-Radio Berlin. Wir sind uns — in Worten — alle darüber einig, daß in einem sozialistischen Betrieb die Werktätigen nicht nur mitarbeiten, sondern auch mitplanen und — unbeschadet der persönlichen Verantwortung des Werkleiters — mit leiten sollen. Eine der wichtigsten Formen, die die Beteiligung der Werktätigen an der Leitung ihres Betriebes annimmt, ist die Technisch-Ökonomische Konferenz. Also muß von einer Konferenz zur anderen eine Kontinuität bestehen; es muß nicht nur eine regelmäßige öffentliche Beschlußkontrolle stattfinden, sondern auf der (n + 1)ten Konferenz muß zu den Beschlüssen und Resultaten der (n)ten Konferenz Stellung genommen werden. Das Referat selbst muß eine Kollektivarbeit sein, das im Namen aller Mitarbeiter des Betriebes selbstverständlich von einem Angehörigen des Betriebes gehalten werden muß. Es ist richtig, wenn Arbeitsgruppen gebildet werden, jedoch müssen ihre Resultate vor der Konferenz in einer konkret gehaltenen Beschlußvorlage den Teilnehmern schriftlich vorliegen, so daß sie als Diskussionsgrundlage dienen können. Die Teilnehmer der Novemberkonferenz des VEB Stern-Radio Berlin dagegen erhielten einen Zettel, auf dem kurzerhand stand: „Nach Entgegennahme der Berichte und Maßnahmepläne der Arbeitsgruppen billigt die Konferenz deren Inhalt." Über deren Inhalt selbst kein Wort! Nun gehörte jeder Konferenzteilnehmer einer der vier Arbeitsgruppen an, die die Konferenz vorbereitet hatten, auf der Konferenz selbst ihre Abschlußsitzung hielten und ihren Maßnahmeplan annahmen. Jeder Konferenzteilnehmer kannte also etwa ein Viertel der gesamten Beschlüsse gut; den Rest lernte er etwa eine Stunde vor Konferenzschluß aus den mündlichen Berichten der Arbeitsgruppenleiter kennen. Eine Diskussion zu diesen Berichten fand wegen der fortgeschrittenen Zeit nicht mehr statt, da man zum geselligen Teil der Veranstaltung übergehen wollte!

Wir nahmen an der Sitzung der Arbeitsgruppe 4: „Zur Verbesserung der technischen und konstruktiven Entwicklung und Überleitung in die Fertigung" teil und können bestätigen, daß sie eine gründliche Arbeit geleistet und einen konkreten Maßnahmeplan zur Überleitung eines Gerätes aus der Entwicklung in die Fertigung, basierend auf der Ordnung der Planung, ausgearbeitet und beschlossen hat. Bedauerlich finden wir es nur, daß dieser Maßnahmeplan erst beim übernächsten Gerät, nicht schon bei „Alex", angewendet werden soll. Es wäre wirklich schade, wenn die gute Arbeit, die die Entwicklungsingenieure, insbesondere Herr Wittig und Herr Ernst, an diesem formschönen Gerät geleistet haben, wegen ungenügender Erprobung der Nullserie und voreiligem Beginn der Serienfertigung nicht voll zur Geltung kommen sollte. Wir hoffen, daß die Werkleitung Herrn Dederich, den Leiter der Gütekontrolle, seine Absichten einer gründlichen Dauererprobung der Nullseriengeräte vor dem Beginn der Serienfertigung durchführen läßt. *Schäffer*

Referate

Luigi Sponzilli

Die neuen Fernsehstudios der RAI in Rom

Rundfunktechnische Mitteilungen Nr. 5 (1957) S. 181 ··· 185

Die Fernsehstudios der RAI in Rom wurden für die Produktion und Sendung eines oder eventuell auch mehrerer Programme, zur Verteilung über das ganze italienische Fernsehnetz, gebaut und Ende 1957 in Betrieb genommen. Für die Fernsehstudios wurde ein Platz innerhalb der Stadt, nicht ganz zentral aber auch nicht allzu fern vom Zentrum, gewählt.

Der Komplex besteht aus vier miteinander verbundenen Gebäuden. Das Hauptgebäude enthält die sieben Studios mit allen dazugehörigen technischen Einrichtungen. Die Studios wurden in vertikaler Bauweise angeordnet und ihre Spielflächen liegen zwischen 215 m² und 580 m². Jedem Studio ist je ein Kamerakontroll-, Bildregie- und Tonregieraum angeschlossen. Weiterhin befindet sich im Hauptgebäude die Hauptkontrolle, die in mehrere Räume aufgeteilt ist, und zwar in den Bildgeräteraum, der auch die Taktgeber enthält, den Tongeräteraum, die Bild- und Tonschalträume sowie den Überwachungsraum. Für die Übertragung eines zweiten Fernsehprogramms sind zwei weitere Räume für die Bild- und Tonschaltung vorgesehen.

Für die Aufstellung von Filmgebern sind acht Räume vorhanden, von denen vier für 35-mm-Filme und vier für 16-mm-Filme bestimmt sind. In einem weiteren Raum stehen Filmaufzeichnungsgeräte für 16-mm-Filme, die nach dem Halbbildverfahren arbeiten. Die Tonaufnahme wird durch Magnettongeräte für perforierte Magnettonfilme ausgeführt. Die Tonaufnahme und -wiedergabe erfolgt bei der RAI nach dem Zweistreifenverfahren.

Abgeschlossen wird der Bericht mit einer Kostenaufstellung. Gesamtkosten 33000000 DM. Die Baukosten je Kubikmeter umbauten Raumes betragen etwa 93 DM. *Luft*

A. N. Thomas

Die neuen Fernsehstudios der BBC in London

Rundfunktechnische Mitteilungen Nr. 5 (1957) S. 169 ··· 180

Die BBC kaufte in Hammersmith zwei Filmstudios, die sie als Fernsehstudios ausbaute. Sie sollen zur Ergänzung der Studios in Lime Grove dienen.

Die Studiospielfläche beträgt für das Studio I 559 m² und für das Studio II 426 m².

Die zum Studio I gehörende Anlage umfaßt: a) Kamerakontrollraum, b) Bildregieraum, c) Tonregieraum.

Im Kamerakontrollraum befinden sich die Kamerakontrolleinrichtungen für vier Image-Orthikon-Kameras sowie das Beleuchtungskontrollpult und die Bildverteilungsverstärker.

In dem Bildregieraum sind die Bildmischeinrichtung, die Kontrollbildschreiber für die Vorschaubilder und das Endbild sowie die Kommandoeinrichtung aufgestellt. Die Bildmischeinrichtung besteht aus zwei identischen Bildmischern A und B, diese liegen zu beiden Seiten eines zentralen „Gruppenmischers". Jeder Bildmischer ist mit sieben Überblendkanälen und zugeordneten Handreglern sowie Schnittdrucktasten versehen. Der Gruppenmischer hat zwei Summenhandregler mit Schnittdrucktasten, wodurch der Ausgang des Mischpultes A von dem des Mischpultes B überblendet werden kann und umgekehrt.

Der Regietisch des Tonregieraumes hat zwei identische Reglerwannen mit je sieben Reglern. Die dritte Reglerwanne enthält zwei Summenregler, die mit je einer Kanalgruppe belegt sind. 28 Mikrofonanschlüsse laufen im Tonregieraum auf einen Kreuzschienenverteiler auf. Alle Verstärker sind in Gestellen im Tonregieraum untergebracht. Von einem Hallraum sowie einem Magnettonnachhallgerät sind Anschlüsse vorgesehen, so daß Halleffekte wahlweise in je eine Tonquelle oder in alle Tonquellen eingeblendet werden können.

Die technische Ausrüstung im Studio II entspricht derjenigen vom Studio I, es hat aber nur drei Kameras und das Beleuchtungskontrollpult ist im Bildregieraum mit untergebracht.

Für die Wiedergabe von Filmen werden zwei Lichtpunktabtaster für 35-mm-Film benutzt. Es besteht die Möglichkeit zur Aufstellung von zwei Filmgebern für 16-mm-Film. Die Videozentrale enthält die Taktgeber, Verteiler und Endverstärker sowie Prüfgeräte usw. Die Beleuchtungsausrüstung wurde so gewählt, daß verschiedene moderne Systeme verglichen werden können.

Weiterhin erwarb die BBC ein Variété in Shepherds Bush, das in der Nähe der Lime Grove Studios liegt, und baute es in ein Fernsehtheater um. Die Bühne wurde erweitert und der Zuschauerraum für 680 Plätze ausgebaut.

Die Raumaufteilung in den technischen Räumen und die technischen Einrichtungen entsprechen im Prinzip den Studios I und II in Hammersmith. Da aber keine Sichtverbindung von den Regieräumen auf die Bühnenfläche vorhanden ist, wurde eine Vidikonkamera eingebaut, die den Regisseuren und Ingenieuren einen Überblick über die ganze Bühnenfläche erlaubt. Die Kamera liefert das Bildsignal an die in den Bild- und Tonregieräumen aufgestellten Kontrollbildschreiber mit einer Bilddiagonale von 53 cm.

Filmgeber sind im Fernsehtheater nicht vorhanden. Es können aber Filmgebersignale von den Lime Grove Studios verwendet werden.

Abschließend wird ein Ausblick auf die in Bau befindliche Fernsehhauptzentrale, die neben den White City Stadion liegt, gegeben. Mit der Planung wurde 1949 begonnen; die Fernsehhauptzentrale soll 1960 in Betrieb genommen werden. *Luft*

Fachbücher

Autorenkollektiv

Jahrbuch der Deutschen Demokratischen Republik

Ausgabe 1958

Verlag Die Wirtschaft, Berlin

500 Seiten, Kunstleder, 15,— DM

Als dritter Band dieser bereits gut eingeführten periodischen Veröffentlichung setzt die Ausgabe 1958 die guten Traditionen der Jahrbücher 1956 und 1957 fort. Das vom Deutschen Institut für Zeitgeschichte in Verbindung mit dem Verlag Die Wirtschaft herausgegebene umfassende Nachschlagewerk vermittelt an Hand zahlreicher bisher unveröffentlichter statistischer Unterlagen und Dokumente einen interessanten und aufschlußreichen Einblick in die politische, ökonomische, technische, wissenschaftliche, soziale und kulturelle Entwicklung der DDR im Jahre 1957.

Wie im Vorjahr ist es in vier Teile untergliedert:

Teil I: Geografische Angaben, Bevölkerung — Bevölkerungsbewegung

Teil II: Die Deutsche Demokratische Republik im Jahre 1957

Teil III: Zeittafeln 1957

Teil IV: Anschriftenverzeichnis

Der Teil I wurde durch die Aufnahme zweier kurzer Beiträge über die wichtigsten Bodenschätze beider deutscher Staaten erweitert.

Teil II umfaßt in neun Kapiteln die Gebiete Innen- und Außenpolitik, Volkswirtschaft, Sozial- und Gesundheitswesen, Wissenschaft und Technik sowie Kultur und Sport. Dazu wird in einem Anhang über die politische und wirtschaftliche Entwicklung der Bundesrepublik berichtet.
Die einzelnen Kapitel enthalten einen grundsätzlichen Jahresbericht, einen ausführlichen statistischen Teil und bibliografische Angaben über die wichtigsten Veröffentlichungen zu den behandelten Gebieten. Viele wertvolle Anregungen, die dem Verlag zur Ausgabe 1957 zugegangen sind, wurden im neuen Jahrbuch berücksichtigt.

N. G. Gussew

Leitfaden für Radioaktivität und Strahlenschutz

Übersetzung aus dem Russischen

VEB Verlag Technik, Berlin, 1957

138 Seiten, zahlreiche Tafeln, DIN A 5,

Ganzlederin 14,— DM

Das vorliegende Buch ist nicht als Lehrmittel für das Gebiet des Strahlenschutzes gedacht — dafür würden die 138 DIN-A 5-Seiten auch nicht ausreichen. Trotzdem ist es für Studenten, Ingenieure und Wissenschaftler eine große Hilfe: In zahlreichen Tabellen und Aufstellungen wurde ein außerordentlich umfassendes Material zusammengetragen. So findet man beispielsweise detaillierte Angaben über die maximal zulässigen Konzentrationen radioaktiver Stoffe in Wasser, in der Luft, im menschlichen Körper, sei es durch Verletzung oder über den Magen-Darm-Trakt, usw. Der Schwächungskoeffizient von γ-Strahlen in verschiedenen Materialien ist angegeben, ebenso findet man Unterlagen über die Selbstabsorption der γ-Strahlen. Es würde zu weit führen, auch nur die wichtigsten Themen anzuführen.
Daß in diesem Buch die Definitionen der in der Kernphysik verwendeten Größen angegeben sind, ist wohl selbstverständlich. Daneben werden an Hand von Beispielen alle möglichen Rechnungen unter Verwendung der Tabellen erläutert und praktische Beispiele für solche Rechnungen angegeben. Dies ist besonders für den Studierenden eine wertvolle Hilfe, aber auch für den Fachmann, der nicht „mitten in der Materie" steht.
Hervorzuheben ist die gute Übersetzung und die Mühe, die sich der Verlag gegeben hat, um gemeinsam mit dem Autor die deutsche Übersetzung dem neuesten Stand der Forschung anzupassen. In diesem Zusammenhang muß man die Tatsache erwähnen, daß in der Literatur oft unterschiedliche Angaben über die Halbwertzeiten radioaktiver Isotope zu finden sind. Während beispielsweise in dem vorliegenden Werk die Halbwertzeit des höchst aktuellen Isotops ^{90}Sr in Übereinstimmung mit anderen Autoren mit 19,9 Jahren angegeben wird, findet man in anderen Büchern Angaben von 25 Jahren.
So wichtig das Thema Strahlenschutz für die moderne Atomtechnik auch ist, so verbindet sich doch mit diesem Begriff in unserer heutigen Zeit eine große Sorge. Der „Leitfaden für Radioaktivität und Strahlenschutz" ist eine wertvolle Hilfe beispielsweise beim Projektieren der Schutzvorrichtung eines Atomkraftwerkes — wie aber schützt man die Menschheit gegen die aus Kernwaffentests herrührenden Fallouts?

Streng

F. W. Behn und Werner W. Diefenbach

Die Kurzwellen

Eine Einführung in das Wesen und die Technik für Amateure und Radiopraktiker

5., völlig neu bearbeitete und erweiterte Auflage

Franzis-Verlag, München, 1958

255 Seiten, 337 Bilder, Ganzleinen 16,80 DM

Wenn bei einem Fachbuch die Zahl der Auflagen oft gleichzeitig auch eine indirekte Auskunft über seinen Wert als Mittel zur Massenqualifikation darstellt, so gilt dies ganz besonders für den vorliegenden Fall. Das in der 5. Auflage erschienene Kurzwellenstandardwerk begeistert, wie schon vor vielen Jahren, die alte und junge Amateurfunkergeneration immer wieder von neuem. Aber auch die technisch interessierten Kurzwellenrundfunkhörer werden viel Freude an dem Buch haben. Werner W. Diefenbach (DL 3 VD) gibt mit der verbesserten Neuauflage den Funkfreunden wiederum in großer theoretischer und technischer Verständlichkeit wertvolle und umfangreiche Unterlagen für die Konstruktion und den Bau von Kurzwellenempfängern, Sendern, Modulationsverstärkern, Netzteilen und Antennenanpaßgeräten in die Hand. Viele praktisch erprobte Versuchsmuster des Verfassers werden hierbei für den sicheren Nachbau textlich und bildlich genauestens beschrieben. Der in dem Buch z. B. in allen Einzelheiten beschriebene 100-W-Sender erfreut sich in den Amateurkreisen größter Beliebtheit. Weiterhin verdienen noch die Hinweise zur Vermeidung von BCI- und TWI-Störungen und die herausnehmbaren Hilfstafeln für den praktischen Funkbetrieb besondere Erwähnung.
Für die weiteren Buchauflagen wäre es wünschenswert, wenn in ihnen noch Abschnitte über Frequenzumtastung und Einseitenbandtechnik aufgenommen würden.

Baier

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Wolf Bertram

Alles über Transistoren

„elektron"-Verlag, Linz

Da dieses Buch hauptsächlich für den Praktiker bestimmt ist, wurde der Theorie wenig Raum gegeben. Nach einem Vergleich einiger Eigenschaften von Röhre und Transistor werden einige spezifische Eigenschaften des Transistors kurz behandelt und das Wichtigste über die in Europa gebräuchlichsten Transistortypen, wie Spitzentransistoren, Flächentransistoren, Germanium- und Siliziumtransistoren, pnp- und npn-Transistoren, gesagt.
Nach dieser Theorie folgt ein sehr notwendiger Abschnitt über den Umgang mit Transistoren. Notwendig deshalb, weil bis jetzt noch kein Autor so ausführlich und aus eigener Erfahrung über dieses Thema geschrieben hat. Es wird festgestellt, daß Beschädigungen beim Einlöten von Transistoren in die Schaltung im allgemeinen viel seltener sind, als es oft befürchtet wird. Jeder, der schon länger mit Transistoren bastelt, wird das bestätigen können. Zu den vom Verfasser aufgezeigten Möglichkeiten des Anschlusses von Transistoren beim Experimentieren möchte ich noch eine Anschlußmöglichkeit hinzufügen: Auf dem Brett, auf dem die Schaltung aufgebaut werden soll, werden dicht nebeneinander Krokodilklemmen befestigt (aufgeschraubt oder auch mit Duosan-Rapid o. ä. aufgeklebt), in die die Transistoranschlußdrähte eingeklemmt werden. Auf der anderen Seite der Krokodilklemmen kann der Schaltdraht angelötet werden. Weiterhin wird in diesem Abschnitt das praktische Einstellen des Arbeitspunktes beschrieben, die drei Grundschaltungen, Emitter-, Basis- und Kollektorschaltung, erklärt und das Prüfen und Messen von Transistoren behandelt.
Der dritte und vierte Abschnitt dieses Buches ist den Verstärkern und den Rundfunkempfängern gewidmet. Es wird eine Vielzahl von Schaltungen, von der einfachsten bis zur kompliziertesten, besprochen. Hier findet man auch die interessantesten Schaltungen der europäischen Transistorempfänger.
Nach einem kurzen Abschnitt über Gleichspannungswandler werden noch eine Reihe verschiedener Transistorschaltungen besprochen, darunter ein Tongenerator, ein hochohmiges Voltmeter, ein sehr empfindliches und sehr einfaches Griddipmeter, ein Geiger-Müller-Zähler und ein Telefoniesender.
Den Abschluß dieses Buches bilden Transistorinformationen, aus denen man die Daten der in Europa gebräuchlichsten Dioden und Transistoren und zum Teil auch von den einzelnen Firmen propagierte Schaltungen entnehmen kann.
Allerdings hat das Buch auch noch einige andere kleine Mängel. Es fehlt eine eindeutige Aussage über Temperaturkompensationsschaltungen, so wie sie z. B. im „Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker" Band IV auf Seite 121 ff. sehr eindeutig festgestellt sind. Zumindest hätte man auf entsprechende Literatur verweisen können, was man in diesem Buch überhaupt vermißt, ebenso wie ein Stichwortverzeichnis.

Fahrendholz

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Bearbeitet von W. E. Classon

Elsevier's Fachwörterbuch für Elektronik und Wellenleiter

R. Oldenbourg Verlag, München

628 Seiten, Kunstleder 55,— DM

Nach den Bänden für Fernsehen, Funkortung und Antennen sowie für Kinotechnik, Ton und Musik erschien in der Reihe technischer Fachwörterbücher für verschiedene Gebiete der Wissenschaft und Industrie als 3. Band das Fachwörterbuch für Elektronik und Wellenleiter. Das Hauptverzeichnis enthält über 2000 Wortstellen. In diesem Verzeichnis, das die Worterklärungen in englischer Sprache bringt, ist zwischen amerikanischen und britischen Formen streng unterschieden. Bei jedem Begriff ist das zugehörige Fachgebiet — Elektronik oder Wellenleiter — angegeben. Danach folgen, auf der gegenüberliegenden Seite, die entsprechenden Ausdrücke in Deutsch, Französisch, Italienisch, Niederländisch und Spanisch nebeneinander. Für die genannten Sprachen ist jeweils ein eigenes alphabetisches Wörterverzeichnis vorgesehen, dessen Kennziffern auf das Hauptverzeichnis verweisen.

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Neuauflage

Halbleiter und Phosphore. Vorträge des internationalen Kolloquiums 1956 „Halbleiter und Phosphore" in Garmisch-Partenkirchen. 672 Seiten, 384 Bilder, Ganzleinen 68,— DM. Gemeinschaftsausgabe des Akademie-Verlages, Berlin, mit dem Verlag Friedrich Vieweg und Sohn, Braunschweig

Viel Erfolg 1959 mit der BERLINER BÄREN-LOTTERIE

Ingenieur HF-Technik, ELA, Elektronik
25 jähr. Praxis, mit eigenem Labor, Büro und PKW, Sitz Bez. Halle-Erfurt, wünscht entsprechenden Wirkungskreis in Entwicklung, Projektierung, auch Vertretg.
Angebote an die Dewag Halle Nr. 033

Wir suchen z. sof. Eintritt:
mehrere Funkmechaniker oder Funktechniker
für den Sendebetrieb. Möblierte Zimmer durch den Betrieb. Eilangebote bitten wir zu richten an die Kaderabteilung
Funkamt Nauen bei Nauen

Radio- und sonstige **Reparaturkarten**
KLOSS & CO., Mühlhausen [Thür.]
Fordern Sie unverbindl. Muster

Prüf-Fix ①
für schnelle Durchgangsprüfungen **bei Leitungen und Kontakten**
PGH „Energie", Torgau

Verkaufe **Funktechnik**
Jahrgänge 1947–1956 und
Radio und Fernsehen
1952–1957, alle Jahrgänge komplett, zum Taxwert.
Angebote an K. Schmidt, Bad Freienwalde, Eberswalder Straße 39

Funk-Technik
ab 1946 bis 6/1950, (80 Hefte), 150,— DM, zu verkaufen.
Zuschriften unter RF 3499

Suchen dringend **Kurbelmast**
etwa ab 8 m Länge.
Produktionsgenossenschaft „Radio und Fernsehen" Sangerhausen, Ulrichstraße 1-3

Unser Fabrikationsprogramm:

Kondensator-Mikrofon-Verstärker Typ CMV 563

Kondensator-Mikrofon-Kapseln
Nieren-Achter-Kugel-Charakteristik
Typ M55K, M7, M8, M9, M18 u. 026/2

Tischständer, Mikrofon-Zubehör

Steckverbindungen 5- und 6polig

NEUMANN
GEORG NEUMANN & CO.
GEFELL/VOGTLAND · RUF 185
Bitte fordern Sie unsere Prospekte an!

DIE ANZEIGENVERWALTUNG

dieser Zeitschrift liegt ab 1. Januar 1959 in Händen der

DEWAG-WERBUNG

Wir bitten, alle Anfragen und Aufträge an den zuständigen Betrieb der DEWAG-WERBUNG, der sich in jeder Bezirksstadt befindet, zu richten.

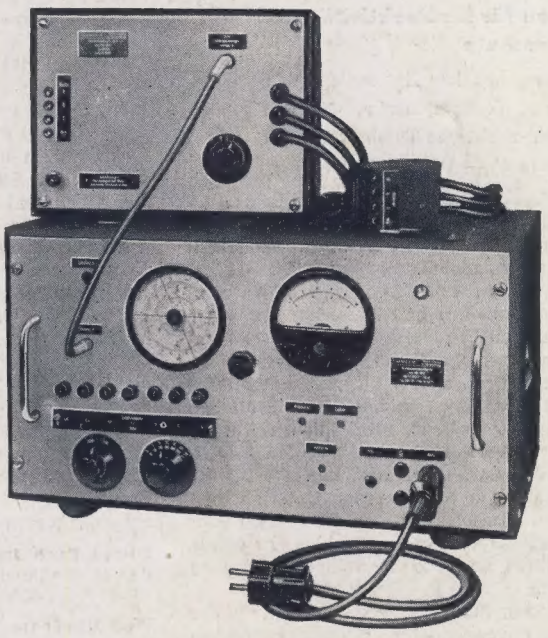
Wir danken für das uns bisher entgegengebrachte Vertrauen und bitten, es in gleicher Weise der DEWAG-WERBUNG entgegenzubringen.

VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN
Verlagsleitung

Funkstörspannungen

welche von störenden Geräten auf den abgehenden Leitungen (Netzanschlußleitungen) gegen Erde erzeugt werden,

messen Sie mit:



STÖRSPANNUNGSMESSGERÄT SSM 201
mit Netznachbildung NN 209

Entsprechend der Verordnung über Hochfrequenzanlagen (AFVO) sollten nur noch Geräte in den Handel gelangen, für welche vom Ministerium für Post- und Fernmeldewesen der DDR-Hauptverwaltung Funkwesen eine Genehmigung vorliegt.

Wir beraten Sie gern.
Bitte fordern Sie unser Angebot.

DHZ
ELEKTROTECHNIK - FEINMECHANIK - OPTIK
Niederlassung Leipzig
LEIPZIG C 1 · PETERSSTRASSE 16